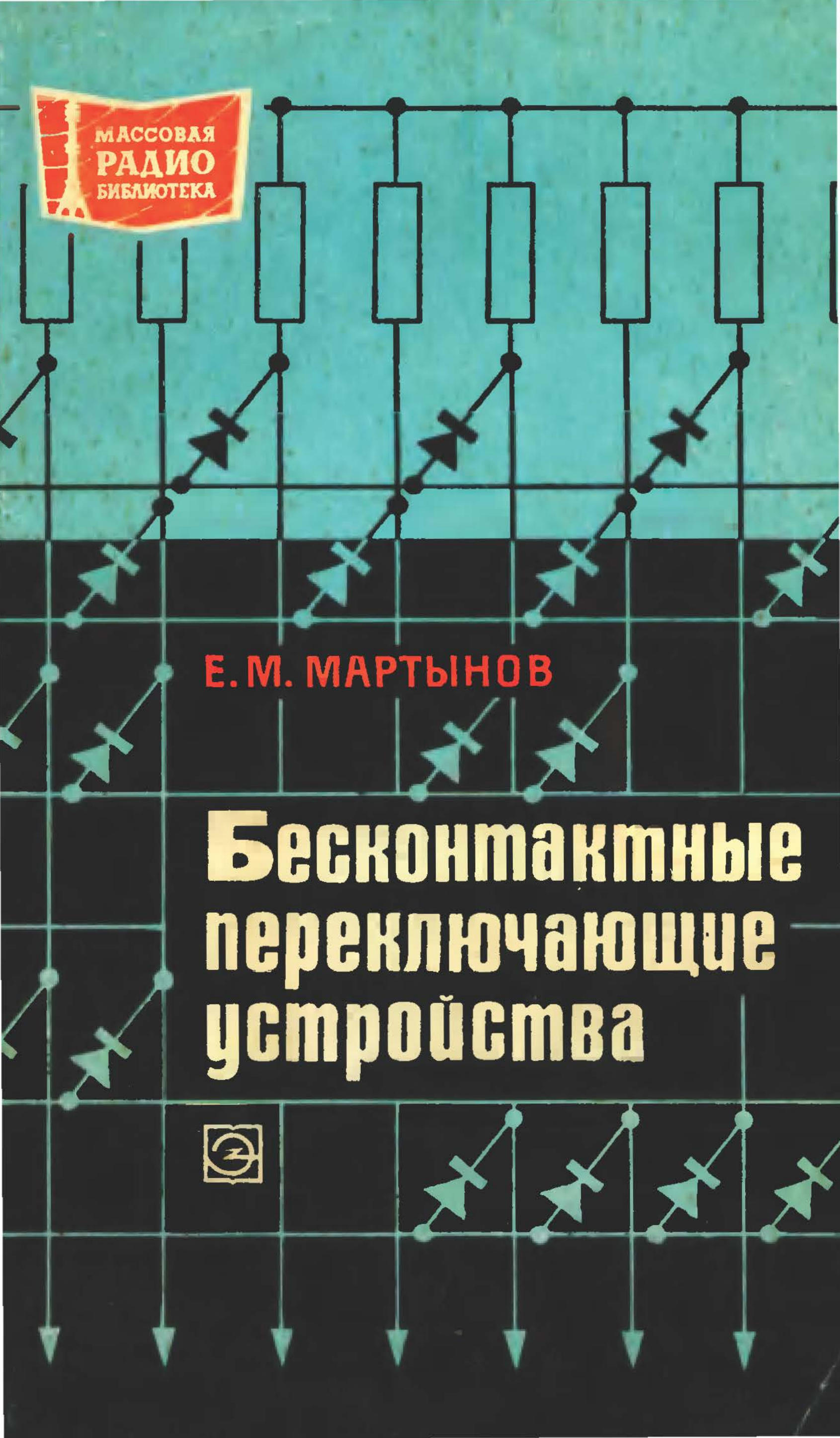

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА
Е. М. МАРТЫНОВ
Бесконтактные
переключающие
устройства

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

*Выпуск 749*

Е. М. МАРТЫНОВ

# БЕСКОНТАКТНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

*Издание третье, переработанное и дополненное*



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1970

6П2.15
М 29
УДК.62-52



**Мартынов Е. М.**

М 29 Бесконтактные переключающие устройства. Изд. 3-е, переработ. и доп., М., «Энергия», 1970.
176 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 749).

В книге изложены принципы работы бесконтактных переключающих устройств на транзисторах, газоразрядных приборах и ферритовых сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. Приведены практические схемы, даны рекомендации и формулы для расчета.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и может быть полезна инженерно-техническим работникам.

3-4-5
315-70

6П2.15

*Мартынов Евгений Михайлович*

**Бесконтактные переключающие устройства**

Редактор *В. С. Харламов*
Обложка художника *А. А. Иванова*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 13/III 1970 г. Подписано к печати 14/VIII 1970 г. Т-09863.
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 9,24 Уч.-изд. л. 12,25
Тираж 40 000 экз. Цена 49 коп. Заказ № 359.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

## Предисловие к третьему изданию

Бесконтактные переключающие устройства — быстро развивающаяся область техники автоматического управления. Сейчас трудно найти устройства автоматики, в которых бы они не применялись.

Одновременно с этим развитием возрос поток литературы по данному вопросу, приведший к тому, что уже сейчас трудно успевать следить за всем новым, что появляется в этой области. Особенно большие трудности в этой части представляются радиолюбителям, которым, кстати сказать, принадлежит немалая роль в развитии современной автоматики. В этих условиях популярная литература имеет большое значение не только для любознательных читателей-радиолюбителей, но и для специалистов.

Значительное развитие дискретной автоматики и переключающей техники, происшедшее за последние годы, привело к тому, что тех сведений, которые были помещены в предыдущем издании, вышедшем в 1961 г., сейчас для конструирования современных устройств автоматики стало явно недостаточно. Это послужило причиной выпуска третьего издания книги «Бесконтактные переключающие устройства».

В третьем издании по сравнению со вторым за счет исключения устаревшего материала, а также за счет некоторого увеличения объема книги рассмотрен ряд новых и важных вопросов — таких, как:

1) коммутация высоковольтных цепей низковольтными транзисторами;

2) устройства памяти малой емкости с записью и выборкой полными токами;

3) схемы сравнения — устройства, определяющие конец процесса автоматического регулирования путем сравнения выходных параметров системы с заданными. Эти же устройства являются неотъемлемой частью преобразователей аналоговых величин в цифровой код;

4) индикаторные устройства и ряд других вопросов.

При подготовке третьего издания, так же как и при подготовке второго, автором были учтены многие ценные замечания и пожелания читателей.

*Автор*

## Введение

Автоматизация производственных процессов в самых различных отраслях народного хозяйства является одной из важнейших задач настоящего времени.

Для построения современных устройств автоматического управления и вычислительной техники необходимо иметь бесконтактные переключающие устройства — такие, как триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы, всевозможные счетные устройства, устройства памяти и т. д., а также устройства, выполняющие логические операции. Кроме того, для связи человека с управляющими автоматами необходимы устройства ввода и вывода информации. В качестве последних часто используются индикаторные устройства, которые являются более оперативными устройствами вывода информации.

Основой всех перечисленных устройств являются элементы релейного действия, которые могут находиться или во включенном состоянии, когда электрические сигналы проходят свободно, или в выключенном состоянии, т. е. элементы, обладающие свойствами электромагнитных реле, но не имеющие механических контактов.

Элементы, обладающие релейными свойствами, часто называют двоичными, так как они могут находиться либо в одном, либо в другом положении по аналогии с двоичной системой счисления в математике, в которой принято одно из дискретных состояний обозначать цифрой «1», а другое «0».

Для создания переключающих устройств, а также их отдельных элементов могут быть использованы электронные процессы в вакууме, в полупроводниках, ионные процессы в газах, магнитные процессы в ферромагнетиках и т. д.

В каждом из используемых процессов в том или ином виде существует нелинейная зависимость между двумя какими-либо физическими величинами. Эта нелинейность в известных условиях может создать скачкообразный переход из одного устойчивого состояния в другое, что необходимо для образования двоичного элемента.

Прежде чем приступить к изложению принципов действия бесконтактных переключающих устройств, необходимо отметить ряд их особенностей.

Во-первых, если для релейно-контактного переключающего устройства устойчивые состояния очевидны и представляют собой способность его контактов пропускать или не пропускать электрический ток, то для бесконтактного устройства речь может идти о двух различных состояниях какого-либо электрического параметра, например величины напряжения и тока или продолжительности соответствующего импульса тока или напряжения. Будем считать, что по аналогии с релейно-контактными устройствами состоянию «включено» бесконтактного элемента соответствует выдача «полезного сигнала». Ток или напряжение, выдаваемое в другом состоянии, соответствую-

щем состоянию «выключено», является «помехой», которая должна быть возможно меньшей.

Обычно отношение полезного сигнала к помехе, называемое коэффициеятом перепада $K$, в релейно-контактных устройствах практически равно бесконечности, а в бесконтактных устройствах представляет конечное число, не превышающее нескольких десятков:

$$K = \frac{I_{\text{сигн}}}{I_{\text{пом}}} \text{ или } K = \frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{пом}}}.$$

Опыт показывает, что при $K$ меньше десяти построеине схем весьма затруднительно. Обычно, когда коэффициенты перепада находятся в пределах 10—20, говорят, что устройство работает в режиме «да — нет», т. е. в условиях, когда на вход (или выход) схемы сигнал либо поступает, либо не поступает. В таком режиме довольно широкое изменение параметров транзисторов, магнитных сердечников и других элементов, входящих в схему устройства, не оказывает влияния на работоспособность схемы.

Во-вторых, состояния устройства должны быть устойчивыми и само устройство не должио самопроизвольно срабатывать от импульсов помех. Иногда недостаточно устойчивые состояния даже при высоком коэффициенте перепада существенно влияют на надежность работы устройства в целом.

В-третьих, устройство должно обеспечивать удобство съема результата («считывания» записанной информации), а также возможность передачи результата «записи» (например, состояния, соответствующего «1») из одной ячейки в другие, т. е. ячейки должны обладать усилительными свойствами. При последовательном или параллельном соединении таких ячеек должно исключаться обратное воздействие последующей ячейки на предыдущую (должен отсутствовать «обратный поток информации»). Выполнение этого условия обеспечивает возможность сочетаиия отдельных переключающихся ячеек в общие схемы.

Описываемые в данной книге переключающие устройства на транзисторах, магнитных сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) и газоразрядных приборах в общем являются сравнительно новыми, но и в то же время достаточио освоеиными промышленностью и обладают весьма ценными качествами: малыми размерами, высокой вибро- и ударостойкостью, высоким к. п. д. и весьма большим сроком службы.

К недостаткам перечисленных приборов, определяемых уровнем развития современной технологии их изготовления, следует отнести большой разброс параметров у отдельных образцов одного и того же типа, а также значительную зависимость параметров от температуры и режима работы.

Несмотря на эти недостатки, указанные приборы можно с успехом применять в самых разнообразных устройствах, так как влияние отклонений параметров отдельного прибора на параметры каскада, а также влияние окружающей температуры можно сделать достаточно малыми путем соответствующего составления и расчета схемы.

*Глава первая*

# ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

## 1-1. Общие сведения о переключающих приборах

В настоящее время для переключающих схем разработано много различных приборов, отличающихся как принципом действия, габаритами, так и быстродействием. Например, в сравнительно медленно действующих устройствах с частотой переключения 5—10 *кгц* находят применение тиратроны с холодным катодом. В устройствах со средним быстродействием с частотой переключения до 300—500 *кгц* применяются низкочастотные транзисторы и магнитные элементы; основой последних являются ленточные или ферритовые сердечники тороидальной формы. В устройствах с большим быстродействием с частотой переключения более 500 *кгц* применяются высокочастотные транзисторы, туннельные диоды и магнитные пленки. Известны также и другие переключающие приборы.

В данной книге рассматриваются переключающие устройства, в которых используются электронные приборы, имеющие наибольшее распространение и потому доступные для радиолюбителей; к ним относятся полупроводниковые диоды, транзисторы, газоразрядные приборы и магнитные элементы.

Перечисленные электронные приборы для электрической цепи являются нелинейными элементами. Параметры их зависят как от токов и напряжений, подводимых к этим приборам, так и от температуры окружающей среды. При этом основной их особенностью является односторонняя проводимость. Поэтому основные свойства электронных приборов определяются их вольт-амперными характеристиками.

Магнитные сердечники тоже являются нелинейными элементами схем. Основной характеристикой для них служит петля гистерезиса, характеризующая магнитные свойства сердечника.

В переключающей технике электронные приборы обычно работают в режимах отсечки и насыщения тока, а магнитные приборы — в режиме насыщения магнитной индукции. Следовательно, в любой момент времени, за исключением момента перехода из одного состояния в другое, режим работы электронного прибора может характеризоваться двумя параметрами: высокое или низкое напряжение электрического тока либо положительная или отрицательная его полярность между электродами этого прибора. Магнитные элементы характеризуются также двумя состояниями — положительной или отрицательной намагниченностью магнитного материала.

Одно из значений напряжения на электронном приборе принимают за состояние «включено» и обозначают символом «1», а дру-

гое значение, соответствующее выключенному состоянию электрической цепи, обозначают символом «0».

В магнитных элементах символом «1» обозначается состояние положительной намагниченности сердечника, а состояние отрицательной намагниченности — символом «0».

Использование в переключающих устройствах режимов отсечки и насыщения позволяет применять в них электронные приборы со значительным разбросом параметров.

При конструировании переключающих устройств на полупроводниковых и газоразрядных приборах следует учитывать не только нелинейность вольт-амперных характеристик, но также и наличие реактивных накопителей энергии (индуктивность и емкость схемы и самих полупроводниковых приборов), конечную величину обратного сопротивления полупроводниковых приборов, а также предельно допустимые эксплуатационные данные для перечисленных приборов, превышение которых приводит к резкому снижению надежности конструируемых устройств дискретного действия.

При дальнейшем рассмотрении будем полагать, что читатель знаком с принципом работы диодов, транзисторов, газоразрядных приборов, а также с основными свойствами ферромагнитных материалов, поэтому ниже рассматриваются технические характеристики перечисленных приборов только с точки зрения их применения в переключающих устройствах.

## 1-2. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковые диоды являются самыми распространенными приборами устройств дискретного действия. В этих устройствах они применяются и как переключательные приборы, например при построении логических элементов «И» и «ИЛИ», и как выпрямительные приборы.

В последнем случае диоды служат для пропускания импульсов тока одного направления. Примером такого применения является магнитный переключающий элемент, где диод используется как выпрямитель, т. е. является вспомогательным элементом для другого переключающего прибора.

В зависимости от материала, из которого изготовлены диоды, их подразделяют на германиевые и кремниевые, а в зависимости от конструкции — на точечные и плоскостные.

К числу германиевых точечных диодов, имеющих широкое распространение, относятся диоды Д9А—Д9Л. Они рассчитаны для работы при температурах окружающей среды от —60 до +70° С на частотах до 40 *Мгц*.

К числу кремниевых точечных диодов широкого применения относятся диоды Д101—Д106, рассчитанные для работы в диапазоне температур от —60 до +125° С на частотах до 200 *Мгц*.

В переключающих устройствах могут применяться любые из названных диодов. Однако для применения в переключающих устройствах специально разработаны импульсные кремниевые плоскостные диоды типа Д219А, Д220, Д220А и Д220Б, которые рассчитаны для применения в импульсных схемах при малых длительностях импульсов (до долей микросекунд). Неплохие результаты показывают плоскостные диоды типа Д223, Д223А и Д223Б, рассчитанные работать на частотах до 20 *Мгц* при температуре от —60 до +125° С.

Чтобы оценить достоинства перечисленных диодов в отношении прямого и обратного сопротивления, обратимся к их вольт-амперным характеристикам. В порядке сравнения на рис. 1-1, *а* приведены статические характеристики для точечного германиевого диода Д9Г (*кривая 2*) и для плоскостного кремниевого импульсного диода Д219А (*кривая 1*), а на рис. 1-1, *б* — для точечного кремниевого диода Д101А. Нетрудно заметить, что точечные германиевые диоды имеют малое прямое сопротивление и по этому параметру превосходят кремниевые точечные диоды. Обычно измерение прямого сопротивления диодов производят при напряжении 1 *в*. В то же время кремниевые диоды имеют гораздо более высокое обратное сопротивление, чем германиевые.

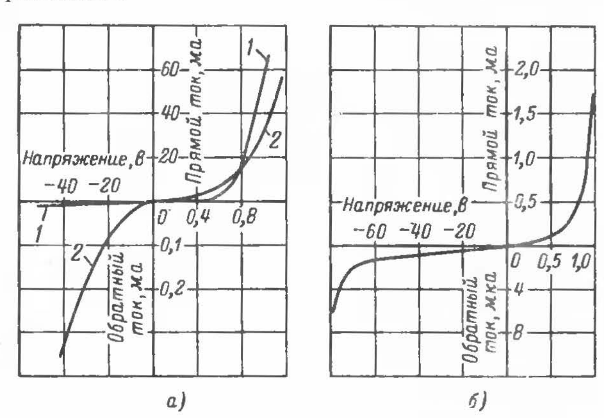



Рис. 1-1. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов.

*а* — характеристики плоскостного кремниевого диода Д219А (кривая *1*) и точечного германиевого диода Д9Г (кривая *2*); *б* — характеристика точечного кремниевого диода Д101А.

Однако плоскостные кремниевые диоды превосходят германиевые как по прямому сопротивлению, так и по его обратному, но германиевые диоды значительно дешевле, чем кремниевые, и с этим очень часто приходится считаться.

Из рассмотрения характеристик диодов можно заметить, что в начальном участке вольт-амперной характеристики имеется значительная нелинейность, которая является полезной, так как за счет этой нелинейности происходит значительное ослабление помех, в то время как полезный сигнал, имеющий амплитуду в несколько вольт, проходит свободно. Поэтому магнитные элементы лучше работают с кремниевыми диодами, у которых указанная нелинейность проявляется в большей мере, чем у германиевых.

При работе диодов в переключающих устройствах, кроме величин прямого и обратного сопротивлений, также должно интересовать время установления переходных процессов, которое является определяющим при оценке быстродействия переключающего устройства.

Если произвести испытания диода в схеме рис. 1-2, *а*, то можем заметить, что при поступлении импульса напряжения $U_и$ (рис. 1-2, *б*)

прямой ток в диоде устанавливается не мгновенно, а с некоторым запаздыванием. Интервал времени $t_{уст}$ от начала поступления импульса прямого тока до момента, когда значение тока в цепи диода возрастает до 0,9 установившейся величины, называют временем установления прямого тока диода (рис. 1-2, *в*). Это запаздывание объясняется конечной скоростью распространения носителей тока в *p-n* переходе диода, т. е. между электродами диода.

При поступлении запирающего напряжения — импульса обратной полярности — диод также запирается не мгновенно. Это получается вследствие накапливания неосновных носителей за время протекания тока в прямом направлении. При подаче запирающего напряжения происходит рассасывание неосновных носителей, что вызывает всплеск тока $I_д$ в противоположном направлении; величина всплеска может во много раз превышать установившуюся величину обратного тока. Отрезок времени от момента смены направления тока через диод с прямого на обратное до момента, когда обратный ток уменьшится до заданного отсчетного уровня, определяемого обратным сопротивлением диода, называется временем восстановления обратного тока диода $t_{восст}$.

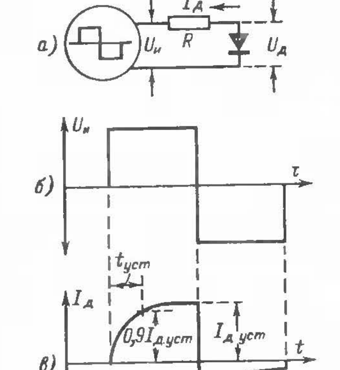



Рис. 1-2. Проверка импульсных характеристик диодов.

*а* — схема определения времени установления ($t_{уст}$) прямого сопротивления диода и времени восстановления ($t_{восст}$) обратного сопротивления диода; *б* — форма испытательного сигнала; *в* — ток, протекающий через диод; *г* — напряжение, устанавливающееся на диоде.

Время восстановления для диодов Д9 составляет 0,3—1,5 *мксек*, а для диодов Д219А, Д220 оно равно 0,1 *мксек*.

Кстати сказать, свойством накапливать неосновные носители обладают главным образом плоскостные диоды. Благодаря этому свойству их можно использовать в качестве накопителей электрической энергии, например, так же как и обычные конденсаторы. Различие состоит лишь в том, что в диодах накопление энергии происходит, если к диоду приложено напряжение в проводящем направлении, тогда как конденсатор способен заряжаться при любой полярности прикладываемого напряжения. Эта особенность полупроводниковых диодов может быть использована в переключающих устройствах.

Итак, при выборе диодов следует обращать внимание на величины предельно допустимых напряжений и токов, на величины прямого и обратного сопротивления диода и на время установления переходных процессов.

Кроме рассмотренных диодов, в переключающих устройствах находят применение *опорные диоды* или, как их называют иначе, *кремниевые стабилитроны,* которые работают при запирающем (обратном) напряжении на их электродах. Вольт-амперная характеристика такого диода приведена на рис. 1-3. При достижении обратного напряжения на диоде некоторой величины, называемой пробивным напряжением $U_{проб}$, ток через диод резко возрастает. В этом случае имеет место электрический пробой обратно смещенного перехода диода.

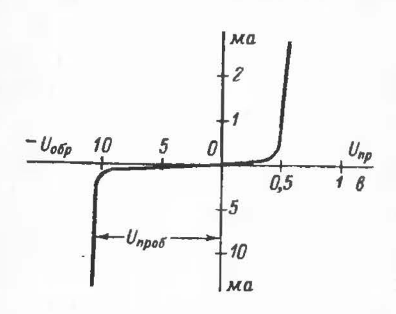



Рис. 1-3. Вольт-амперная характеристика опорного диода ($U_{обр}$, $U_{пр}$, $U_{проб}$ — соответственно обратное, прямое и пробивное напряжение диода).

Ветвь вольт-амперной характеристики опорного диода, соответствующая значению $U_{проб}$, идет почти параллельно ординате (оси токов), и поэтому напряжение на диоде с достаточно высокой стабильностью будет равно этому значению и, как это видно из рис. 1-3, не может его превосходить. Это свойство позволяет использовать диоды в качестве стабилизаторов напряжения и как весьма эффективный ограничитель напряжения, в том числе и помех, обладающий ничтожно малой инерционностью.

При применении опорных диодов необходимо знать пробивное напряжение для выбираемого диода и максимальную мощность рассеяния, допустимую для диода.

В настоящее время опорные диоды выпускаются с пробивным напряжением от нескольких вольт до сотен вольт и на различные мощности.

## 1-3. Транзисторы

При построении переключающих устройств только на одних диодах возникает значительная трудность в связи с затуханием сигналов в схемах, так как диоды являются пассивными элементами. Поэтому в таких устройствах нужны активные элементы, обладающие способностью усиливать эти сигналы. В настоящее время наиболее подходящими для этой цели являются транзисторы, которые к тому же могут и сами выполнять роль переключающего устройства, допуская при этом коммутацию значительных токов.

При переработке дискретной информации возникает необходимость не только в переключающих устройствах; необходимы также и другие элементы, которые осуществляли бы формирование сигналов, их запоминание, задержку и т. д. Устройства, выполняющие эти функции, наиболее просто тоже осуществляются с применением транзисторов.

Чтобы применить транзистор в переключающих схемах, необходимо знать его основные электрические свойства и параметры, которые для данных схем имеют определяющее значение. Эти основные свойства и параметры транзисторов могут быть найдены путем анализа их характеристик.

Наиболее подходящей схемой включения транзистора в переключающем устройстве является схема с общим эмиттером, приведенная

на рис. 1-4, *а*. Эта схема дает значительное усиление по току и одновременно обеспечивает изменение фазы напряжения на 180° без применения трансформатора.

На рис. 1-4, *б* приведены коллекторные характеристики транзистора МП13, включенного по схеме рис. 1-4, *а*. Как видно из характеристик, чтобы в транзисторе при заданной величине коллекторного сопротивления установился максимальный коллекторный ток $I_{к.н} \approx \approx U/R_к$ (называемый током насыщения транзистора), необходимо ток базы увеличить до величины $I_{б.н} \geqslant I_{к.н}/В_{ст}$, где $В_{ст} = I_к/I_б$ — статический коэффициент усиления транзистора. В этом случае транзистор будет находиться в отпертом состоянии.

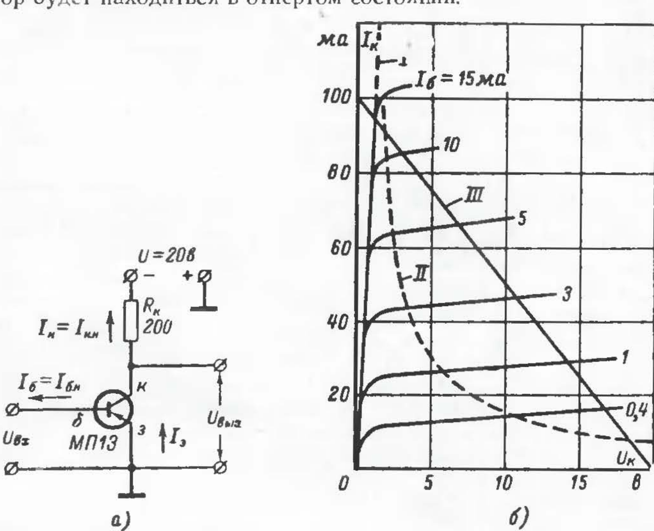



Рис. 1-4. Схема включения транзистора с общим эмиттером (*а*) и статические коллекторные характеристики транзистора МП13 (*б*).

*I* — линия насыщения; *II* — допустимая мощность рассеяния; *III* — линия нагрузки при $R_к$=200 *ом*, $U$=20 *в*.

Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора $U_{к.н}$ при насыщении составляет 0,1—0,3 *в*, а сопротивление постоянному току 1—5 *ом*. Примерно такое же падение напряжения происходит и между любой другой парой выводов транзистора. Поэтому насыщенный транзистор, питаемый от источника с напряжением $U>1$ *в*, можно рассматривать как прибор с одинаковым потенциалом всех электродов, близким к нулю

Иногда для конкретизации степени насыщения транзистора вводят коэффициент насыщения, который определяется соотношением

$$S_н = \frac{I_к}{I_{к.н}}, \qquad (1\text{-}1)$$

где $I_к = В_{ст} \cdot I_{б.н}$ при $R_к = 0$. Иными словами, ток $I_к$ есть тот ток, который должен установиться при отсутствии насыщения, т. е. при

коротком замыкании резистора $R_к$. Очевидно, что на границе насыщения, когда $I_к = I_{к.н}$, будем иметь минимальную величину $S_н = 1$

При уменьшении тока базы до нуля ток коллектора в зависимости от мощности и типа транзистора уменьшается до величины 0,001—0,1 *ма*. Подача на базу запирающего напряжения, например, положительного по отношению к эмиттеру для транзистора с *р-п-р* структурой, приводит к незначительному уменьшению тока коллектора, и при напряжениях порядка 0,02—0,05 *в* транзистор оказывается практически запертым.

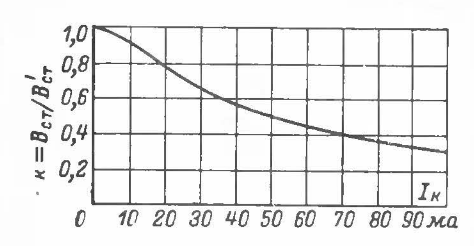



Рис. 1-5. Относительная зависимость $B_{ст}/B^{I}_{ст}$ от $I_к$ для транзисторов МП13 — МП16Б.

$B^{I}_{ст}$ — статический коэффициент усиления транзистора, измеренный при $U_к = 1$ *в* и $I_к = 10$ *ма*.

Ток коллектора при запертом эмиттерном переходе называется *неуправляемым током* коллектора и обозначается $I_{к0}$. В этом случае ток $I_{к0}$ протекает только через переход коллектор-база. Поэтому измерение $I_{к0}$ производят между базой и коллектором при отключенном эмиттере.

Таким образом, работа плоскостных транзисторов в переключающих схемах оказывается подобной работе обычных электромеханических реле. Преимущество переключающих схем на транзисторах заключается в значительно большей скорости срабатывания и в отсутствии механических контактов. Так, маломощный транзистор типа МП13 в схеме, изображенной на рис. 1-4, *а*, может коммутировать ток порядка 100 *ма* в сотни раз быстрее электромеханических реле.

Кроме того, использование транзистора в режиме отсечки и насыщения, т. е. в режиме ключа (*заперто — отперто*), позволяет сделать его работу практически мало зависящей от изменения нагрузки и разброса параметров транзисторов выбранного типа. В этом случае не требуется подбирать транзисторы по их параметрам. Если транзистор отпирается сигналом, рассчитанным на минимальный коэффициент усиления, то любой другой транзистор того же типа будет обеспечивать нормальную работу устройства. Однако для этого при построении переключающих устройств необходимо учитывать недостатки, присущие транзисторам, основными из которых являются:

1. Зависимость коэффициента усиления транзистора от величины коллекторного тока.

2. Зависимость основных параметров транзистора от температуры

3. Зависимость скорости переключения транзистора от степени его насыщения.

Остановимся более подробно на отмеченных недостатках транзисторов, работающих в ключевом режиме.

С увеличением тока коллектора усиление транзистора по току $B_{ст}$ падает (рис. 1-5). При $I_к = 100$ *ма* величина $B_{ст}$ для транзистора типа МП13 составляет лишь 5—8. Однако следует иметь в виду, что

коэффициент усиления по мощности, т. е. отношение мощности, выделяемой в коллекторной нагрузке ($R_к$), к мощности, подводимой к входу транзистора,

$$K_м = \frac{R_к I_к^2}{U_{вх} I_б} \qquad (1\text{-}2)$$

остается достаточно большим. Например, для приведенного случая при $U=20$ *в*, $I_к=100$ *ма*, $R_к=200$ *ом*, $K_м \approx 300$.

Статический коэффициент усиления, кроме того, зависит от температуры, при увеличении которой он растет, а с понижением падает. Наиболее значительную температурную зависимость имеют транзисторы с большим $B_{ст}$. Однако даже у транзисторов, имеющих $B_{ст}$ порядка 20, при понижении температуры от +20 до —60° С коэффициент $B_{ст}$ может уменьшиться на 30—50%.

Не менее важным для переключающих устройств является учет зависимости неуправляемого тока $I_{к0}$ от температуры, который у германиевых транзисторов с ростом температуры возрастает по экспоненциальному закону, т. е. примерно вдвое при повышении температуры на каждые 10° С. Следовательно, $I'_{к0}$ при наивысшей рабочей температуре может быть определен из уравнения

$$I'_{к0} = I_{к0}\, 2^{\frac{t'-t}{10}}, \qquad (1\text{-}3)$$

где $I_{к0}$ — неуправляемый ток коллектора при температуре $t=20$° С, при которой обычно измеряются все параметры транзистора, приведенные в паспорте;

$t'$ — наивысшая расчетная температура транзистора.

С понижением температуры относительно +20° С ток $I_{к0}$ изменяется незначительно, и это изменение практически можно не учитывать.

При рассмотрении работы транзистора мы считали, что он отпирается и запирается мгновенно. В действительности это

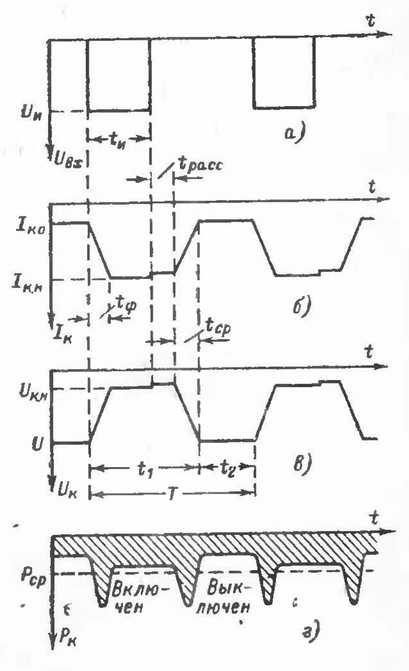



Рис. 1-6. График изменения напряжений, токов и рассеиваемой мощности на коллекторном переходе при отпирании и запирании транзистора, включенного по схеме рис. 1-4, *а*.

*а* — напряжение на входе транзистора; *б* — ток коллектора; *в* — напряжение на коллекторе; *г* — рассеиваемая мощность на коллекторном переходе.

не так. Скорость отпирания и запирания определяется переходными процессами, имеющими место в транзисторе.

Если на базу транзистора (см. рис. 1-4) подать импульс возбуждения прямоугольной формы (рис. 1-6, *а*), то в коллекторной цепи получим импульс с пологим фронтом и срезом и, кроме того, несколько удлиненным, таким, как показан на рис. 1-6, *а*, *б*, *в*. При отпирании транзистора это явление определяется тем, что проникающие из эмиттера в область базы неосновные носители тока из-за различия в скоростях их диффузионного движения достигают коллектора в разное время, часть их как бы запаздывает. Однако если амплитуда тока базы превышает $I_{б.н}$, то через некоторое время ток коллектора достигнет значения $I_{к.н}$ и транзистор окажется в состоянии насыщения.

Промежуток времени, в течение которого ток коллектора нарастает от 0,1 $I_{к.н}$ до 0,9 $I_{к.н}$, принято называть *временем нарастания фронта импульса* $t_ф$ или *временем включения*.

После прекращения управляющего сигнала ток коллектора начинает убывать не сразу, а с некоторой задержкой, т. е. транзистор остается в отпертом состоянии в течение некоторого времени даже в отсутствие управляющего сигнала. Это явление вызвано тем, что при полном отпирании транзистора в его базе появляется избыточная концентрация неосновных носителей заряда, а так как при этом потенциал коллектора (по отношению к эмиттеру) мал, то после выключения входного тока неосновные носители продолжают двигаться по направлению к коллектору и, проходя через переход, поддерживают коллекторный ток почти прежней величины до тех пор, пока концентрация неосновных носителей у коллектора не станет равной нулю. При этом происходит как бы удлинение времени действия входного импульса.

Интервал времени между окончанием управляющего сигнала и моментом, когда ток коллектора достигнет уровня 0.9 $I_{к.н}$, называется временем рассасывания неосновных носителей $t_{расс}$ (рис. 1-6, *б*).

Для уменьшения $t_{расс}$ необходимо уменьшать степень насыщения транзистора либо осуществлять фиксацию потенциала коллектора отпертого транзистора на таком уровне, при котором происходило бы достаточно быстрое рассасывание неосновных носителей. В еще большей степени $t_{расс}$ уменьшается при применении высокочастотных транзисторов. Так, для низкочастотных транзисторов $t_{расс}$ составляет 1—2 *мксек*, а для высокочастотных — доли *мксек*.

Ускорить рассасывание неосновных носителей можно также за счет подачи вслед за управляющим сигналом короткого импульса противоположной полярности, используя, например, для этого так называемые ускоряющие конденсаторы, включаемые параллельно резистору, ограничивающему ток в цепи базы транзистора (см. § 3-2).

Хотя в общем накапливание неосновных носителей является нежелательным явлением, ограничивающим быстродействие переключающих устройств, иногда это свойство используется, например, для некоторого увеличения длительности импульса.

Как только на коллекторном переходе начнет восстанавливаться отрицательный потенциал, так ток коллектора начинает быстро уменьшаться, образуя при этом срез импульса $t_{ср}$. Обычно общее время выключения транзистора, являющееся суммой $t_{расс}$ и $t_{ср}$, в 2—3 раза больше, чем время включения.

Мощность, рассеиваемая транзистором при его переключении, должна составлять небольшую долю от общей переключаемой мощ-

ности, при которой не может произойти чрезмерный нагрев транзистора. В ключевом режиме нагрев транзистора определяется главным образом мощностью, выделяемой во время отпирания и запирания транзистора.

Чтобы определить среднюю мощность, рассеиваемую транзистором как за время действия управляющего импульса, так и при периодическом переключении, обратимся к рис. 1-6, на котором показаны напряжения на коллекторе при отпертом и запертом состояниях транзистора и соответственно токи, протекаемые через коллекторный

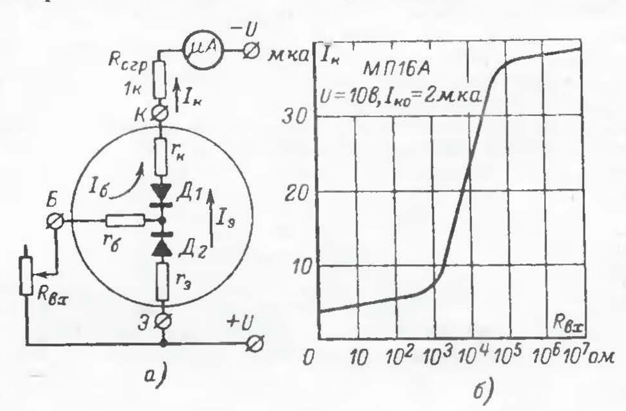



Рис. 1-7. Эквивалентная схема транзистора, работающего в переключающих устройствах (*а*), и график зависимости тока коллектора $I_К$ от величины сопротивления $R_{вх}$ (б).

переход, а также и рассеиваемая мощность. При этом сделаны следующие допущения: 1) фронт и срез импульса имеют линейную зависимость, 2) напряжение на запертом транзисторе равно напряжению источника питания $U$.

Средняя мощность, рассеиваемая транзистором в течение действия коллекторного импульса тока, определится как сумма мощностей, выделяемых на отдельных участках этого импульса:

$$P_1 = \frac{(U - U_{К\cdot н}) I_{К\cdot н} (t_ф + t_{ср})}{6t_1} + \frac{U_{К\cdot н} I_{К\cdot н} [(t_н - t_ф) + t_{расс}]}{t_1}, \quad (1\text{-}4)$$

где $t_1 = t_ф + t_{расс} + t_{ср}$ (см. рис. 1-6).

Между управляющими импульсами мощность, рассеиваемая коллектором, будет определяться током $I_{к0}$:

$$P_2 = UI_{К0}. \quad (1\text{-}5)$$

Если управляющие импульсы имеют периодическую повторяемость, то средняя непрерывно рассеиваемая мощность коллекторным переходом определится следующим уравнением:

$$P_{ср} = \frac{P_1 t_1}{T} + \frac{P_2 t_2}{T}, \quad (1\text{-}6)$$

где $t_2 = T - t_1$, $T$ — период повторения управляющих импульсов.

Рассмотрим работу транзистора при разомкнутой базе или соединенной с эмиттером. Для этого представим транзистор в виде эквивалентной схемы (рис. 1-7, *а*), отражающей вентильные свойства эмиттерного и коллекторного переходов.

Диод $Д_1$ в цепи коллектора отражает одностороннюю проводимость коллекторного перехода, а $Д_2$ — то же эмиттерного перехода. Сопротивление $r_б$ обусловлено объемным сопротивлением кристалла германия или кремния от эмиттерного и коллекторного переходов до вывода базы.

Сопротивления $r_к$ и $r_э$ соответствуют нелинейному сопротивлению коллекторного и эмиттерного переходов.

Допустим, что цепь базы транзистора разомкнута. Тогда от источника напряжения $U$ через диод $Д_1$ будет протекать обратный ток коллекторного *р-п* перехода (ток $I_{к0}$), который, проходя через диод $Д_2$, т. е. через эмиттерный переход, вызывает приотпирание транзистора, что увеличивает ток коллектора. Этот ток в свою очередь увеличивает отпирание транзистора, и в результате по коллекторному и эмиттерному переходам будет проходить ток

$$I_к = I_{к0} (В_{ст} + 1). \qquad (1\text{-}7)$$

Из уравнения (1-7) следует, что обрыв в цепи базы при значительном токе $I_{к0}$ и малом сопротивлении нагрузки (менее 1 *ком*) недопустим, так как в этом случае возможен выход из строя транзистора, особенно при положительных температурах окружающей среды.

Если теперь замкнуть накоротко выводы базы и эмиттера, то ток $I_{к0}$ перераспределится между сопротивлениями $r_б$ и $r_э$. Так как сопротивление $r_э$ является нелинейным, то к диоду $Д_3$ будет приложено меньшее напряжение, чем в предыдущем случае, так как сопротивление $r_э$ при малых напряжениях имеет большую величину по сравнению с сопротивлением $r_б$. Благодаря такому соотношению сопротивлений через эмиттерный переход будет протекать незначительная часть тока $I_{к0}$ и приоткрывание транзистора почти не будет иметь места.

Ток коллектора при закороченных выводах базы и эмиттера принято называть начальным током ($I_{к.нач}$). Этот ток в основном характеризует величину объемного сопротивления базы ($r_б$). Для транзисторов, применяемых в переключающих устройствах, работающих без запирающего напряжения, желательно, чтобы ток $I_{к.нач}$ не превышал двукратной величины тока $I_{к0}$.

Таким образом, транзистор можно закрывать не только запирающим напряжением, но также и путем замыкания базы с эмиттером. Такой способ управления транзистором достаточно надежен и широко используется в переключающих устройствах.

Однако в реальных схемах выводы базы и эмиттера соединяют не накоротко, а через «входное» сопротивление ($R_{вх}$), которое имеет конечную величину. Это может вызвать нежелательное приотпирание транзистора.

Для оценки допустимой величины $R_{вх}$ на рис. 1-7, *б* представлена экспериментально снятая зависимость тока коллектора от сопротивления $R_{вх}$, из которой следует, что увеличение $I_к$ с увеличением $R_{вх}$ происходит по нелинейному закону. Из графика следует также, что $R_{вх}$ нежелательно увеличивать сверх 1 *ком*.

Типичным примером управления по описанному способу является отпирание транзистора однополярными импульсами, подводимыми к базе с выходной обмотки импульсного трансформатора.

**Составной транзистор.** В тех случаях, когда усиление $B_{ст}$ одного транзистора оказывается недостаточным, можно соединить между собой два и более транзисторов так, как показано на рис. 1-8. Такую пару принято называть составным транзистором. При таком соединении оба транзистора могут быть одного и того же типа либо транзистор $T_2$ может быть более мощным.

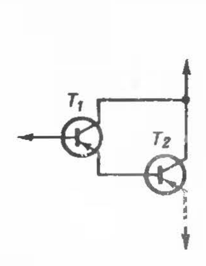



Рис. 1-8. Составной транзистор.

Рис. 1-9. Эмиттерный повторитель.

*1, 2* — вход; *3, 4* — выход.

Коэффициент усиления составного транзистора составит:

$$B_{ст} = B_{ст1}\ B_{ст2}, \qquad (1\text{-}8)$$

где $B_{ст1}$ и $B_{ст2}$ — коэффициенты усиления соответственно для $T_1$ и $T_2$, а неуправляемый ток

$$I_{к0} = I_{к02} + (1 + B_{ст2})\, I_{к01}. \qquad (1\text{-}9)$$

Последнее уравнение показывает, что первый транзистор должен иметь малую величину $I_{к01}$. Практически составной транзистор работает удовлетворительно, если в качестве $T_1$ использован кремниевый транзистор.

Предельно допустимый ток коллектора и предельно допустимая мощность составного транзистора остаются такими же, как у $T_2$, а предельные напряжения между коллектором и базой, а также между коллектором и эмиттером следует принимать такими же, как и у транзистора, имеющего меньшие значения этих величин. Частотные свойства составного транзистора ухудшаются незначительно.

**Эмиттерный повторитель.** В переключающих устройствах часто возникает необходимость в усилительных каскадах с большим входным сопротивлением. Этому требованию может удовлетворить эмиттерный повторитель, показанный на рис. 1-9. Транзистор в нем включается по схеме с общим коллектором.

При таком включении транзистор не дает усиления по напряжению и не поворачивает фазу входного сигнала, и поэтому потенциал эмиттера повторяет изменение потенциала базы.

Для эмиттерного повторителя справедливы следующие соотношения.

1. Входное сопротивление (между базой и общей точкой схемы)

$$R_{вх} = R'_э (1 + B_{ст}), \tag{1-9a}$$

где $R'_э = \dfrac{R_э R_н}{R_э + R_н}$. $R_н$ — сопротивление нагрузки.

2. Коэффициент усиления

$$K = \frac{B_{ст} R_э}{R_г + B_{ст} R_э} \approx 1, \tag{1-10}$$

где $R_г$ — внутреннее сопротивление генератора импульсов.

## 1-4. Магнитные элементы

Наряду с полупроводниковыми приборами в переключающих устройствах находят широкое применение магнитные материалы с прямоугольной петлей гистерезиса. Из этих материалов изготовляют магнитные сердечники, имеющие два устойчивых магнитных состояния.

Для переключающих устройств магнитные сердечники изготовляются двух видов: ленточные и прессованные из ферромагнитного порошка.

Ленточные сердечники обычно состоят из нескольких витков пермаллоевой или перминваровой ленты, основой которой является сплав никеля и железа. Эта лента толщиной в несколько микрон наматывается на круглый керамический каркас, предохраняющий витки ленты от деформации. Витки ленты свариваются между собой точечной сваркой. Затем сердечник подвергается термообработке.

Ферритовые сердечники, например марганец-магниевые, изготовляют следующим образом. Материал размельчают в шаровой мельнице в порошок и потом добавляют связующее вещество. Из полученной массы прессуют сердечники тороидальной формы, которые затем подвергают термообработке. Внешний вид ферритовых и ленточных сердечников показан на рис. 1-10.

Получаемые такими способами сердечники имеют петлю гистерезиса почти прямоугольной формы (рис. 1-11, *а*), малую величину коэрцитивной силы $H_c$ и, следовательно, большую скорость перехода от магнитного состояния одного знака к магнитному состоянию другого знака.

Ленточные сердечники имеют лучшие магнитные характеристики по сравнению с ферритовыми, например максимальное значение индукции у них составляет $B_m \approx 150$ *стл*, тогда как у ферритовых $B_m \approx 24$ *стл*. Однако последние обладают большим быстродействием, так как в них почти отсутствуют потери на вихревые токи, замедляющие перемагничивание сердечника. К тому же они более просты в изготовлении и имеют большую величину коэффициента прямоугольности, чем ленточные сердечники, но время перемагничивания и коэрцитивная сила у ферритовых сердечников гораздо сильнее зависят от температуры: например, коэрцитивная сила у ферритовых сердечников изменяется примерно на 1—2% на 1° С, а у ленточных — только на 0,01%.

Рассмотрим работу магнитного элемента, состоящего из сердечника с обмотками. Предположим, что при пропускании импульса то-

ка $I_1$ через первую обмотку[1] сердечника (рис. 1-11, *б*) он намагничивается до насыщения в одном из направлений, скажем, до положительного значения индукции $+B_m$ (см. рис. 1-11, *а*, где с осью $B$ совмещены оси времени с изображением импульсов, поступающих в обмотки, и импульсов, выдаваемых на выходе). Если намагничивающий ток выключить, то намагничивание сердечника изменится весьма мало — до величины, соответствующей остаточной магнитной индукции $B_r$. Сердечник остается намагниченным. Обозначим это состояние намагничивания единицей «1».

Если теперь пропустить ток $I_3$ через третью обмотку, то намагничивание сердечника вначале будет убывать достаточно медленно до тех пор, пока не достигнет верхнего левого колена петли гистерезиса, после чего оно быстро достигнет нижнего левого колена, а затем медленно дойдет до величины $-B_m$. При выключении тока намагничивание сердечника, как и раньше, изменится весьма мало и будет соответствовать значению $-B_r$. Обозначим это состояние нулем («0»).

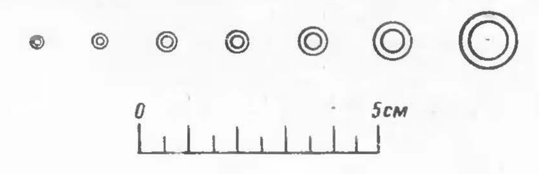



Рис. 1-10. Внешний вид ленточных и ферритовых сердечников тороидальной формы.

Таким образом, магнитный элемент, подобно спусковой схеме (триггеру), переключается из одного устойчивого состояния в другое и остается в нем после прекращения действия переключающего импульса.

На рис. 1-11, *б* и последующих рисунках точкой обозначены начала обмоток. В соответствии с правилом «буравчика» будем считать, что если ток входит в начало обмотки, сердечник намагничивается в отрицательном направлении, если же ток выходит из начала обмотки, сердечник намагничивается в положительном направлении.

Если же производить повторное намагничивание сердечника в том же самом направлении, что и в последний раз, то вследствие прямоугольной петли гистерезиса материала сердечника изменение магнитного потока в сердечнике, а вместе с этим и индуктируемое напряжение в выходной обмотке будут весьма малыми.

Следовательно, перемагничивая сердечник входным сигналом в одно состояние (обычно в состояние «1») и затем «проверяя» это состояние путем перемагничивания сердечника в другое состояние («0»), мы можем по величине изменения магнитной индукции или по величине э. д. с., индуктируемой в выходной обмотке, различать состояние намагниченности сердечника. Например, если сердечник находился в состоянии «1», то при его проверке током $I_3$ (рис. 1-11, *б*) получим относительно большое изменение магнитной индукции; если

[1] Для простоты начертания принципиальных схем обмотки сердечника изображаются одним полувитком.

же сердечник до проверки находился в состоянии «0», то в результате проверки будет получено весьма малое изменение магнитной индукции.

Таким образом, в обмотках сердечника в соответствии с формой петли гистерезиса (рис. 1-11) при изменении магнитной индукции от $B_m$ до $B_r$ (или от $-B_m$ до $-B_r$) индуктируется э. д. с. помехи, а при изменении магнитной индукции от $-B_r$ до $B_m$ (или от $B_r$ до $-B_m$) индуктируется э. д. с. полезного сигнала.

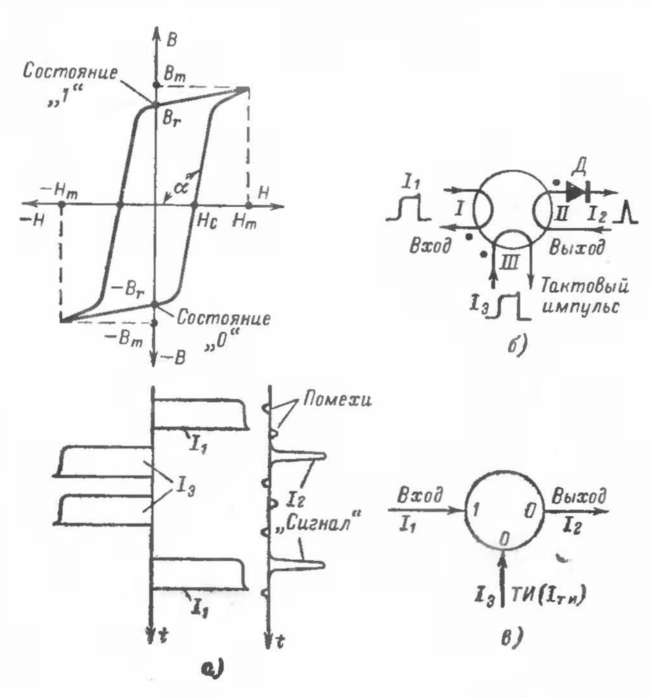



Рис. 1-11. Двоичный магнитный элемент с сердечником, имеющим прямоугольную форму петли гистерезиса.

*а* — петля перемагничивания сердечника и временное соотношение импульсов, поступающих на вход и выдаваемых на выходе; *б* — схема включения обмоток; *в* — условное обозначение.

Схемы на магнитных сердечниках, как правило, строятся так, что состояние намагниченности сердечников непрерывно проверяется специальными импульсами, которые называются тактовыми или продвигающими и обозначаются $I_{т.и}$.

Чтобы на выходе сердечника сигнал появлялся только при «проверке» его состоянии намагниченности, т. е. при действии тактового импульса, и не появлялся при поступлении входного сигнала, последовательно с выходной обмоткой включается диод *Д*. Благодаря этому энергия входного импульса расходуется только на собственное

перемагничивание сердечника в состояние «1», так как внешняя нагрузка отключена при этом от обмотки сердечника диодом *Д* и, следовательно, выходной ток $I_2$ отсутствует и не создает размагничивающего действия, как это имеет место в обычных трансформаторах.

Если в транзисторах усиление по мощности поступающего на вход импульса осуществляется за счет энергии коллекторного источника питания *U*, то в магнитном переключателе, также обладающем усилительными свойствами, усиление входного сигнала по мощности осуществляется за счет энергии, подводимой от источника тактовых импульсов.

Величина токов в обмотках *1* и *3*, необходимая для перемагничивания сердечника из состояния «0» в состояние «1» и наоборот, определяется на основании закона полного тока, согласно которому магнитодвижущая сила (м. д. с.) *F*, действующая вдоль замкнутого контура, равна сумме всех токов, пронизывающих этот контур. Магнитодвижущая сила, действующая в сердечнике (рис. 1-11), очевидно, будет равна:

$$F = WI, \qquad (1\text{-}11)$$

где *WI* представляет собой сумму ампер-витков, проходящих через окно сердечника.

Магнитодвижущая сила, приходящаяся на единицу длины окружности сердечника, равна напряженности поля. Если м. д. с. распределена равномерно по всей длине окружности сердечника, то мы имеем известную из электротехники формулу для среднего значения напряженности поля:

$$H = \frac{F}{l} = \frac{WI}{l}, \qquad (1\text{-}12)$$

где *W* — число витков обмотки; *l* — средняя длина магнитных силовых линий ($l=2\pi r_{ср}$); $r_{ср}$ — средний радиус сердечника, *см*.

Согласно закону полного тока, напряженность в замкнутом однородном сердечнике однозначно определяется токами в его обмотках. Если же известна величина напряженности поля, то в соответствии с формулой (1-12) можно считать известным и ток в обмотке сердечника. Если на сердечнике имеется несколько обмоток $W_1$, $W_2$, $W_3$, ..., $W_n$, по которым протекают соответственно токи $I_1$, $I_2$, $I_3$, ..., $I_n$, то результирующая напряженность поля составит:

$$H = \frac{1}{l}(W_1 I_1 + W_2 I_2 + W_3 I_3 + \cdots + W_n I_n). \qquad (1\text{-}13)$$

Следовательно, ток, подводимый к тактовой обмотке, должен создать не только поле, необходимое для перемагничивания собственно сердечника из состояния «1» в состояние «0», но также и дополнительное поле, необходимое для преодоления действия встречного размагничивающего поля, создаваемого током нагрузки. Тем самым тактовый импульс обеспечит усиление по мощности входного сигнала.

Поэтому ток входного сигнала определяется как

$$I_1 \geqslant \frac{H_m l}{W_1}, \qquad (1\text{-}14)$$

где $W_1$ — число витков входной обмотки, а ток тактового импульса (при $W_1 = W_2 = W_3$) должен быть равен:

$$I_{т.и} \geqslant I_1 + I_2, \quad (1\text{-}15)$$

где $I_2$ — ток в выходной обмотке $W_2$.

Обычно на блок-схемах применяют упрощенные обозначения магнитных элементов. Одно из таких обозначений показано на рис. 1-11, *в*, где круг соответствует сердечнику. Стрелка, направленная внутрь сердечника, соответствует входу магнитного элемента или входной цепи управления; стрелка, выходящая из круга, соответствует выходу.

Цифры, указанные внутри круга и относящиеся к входным цепям, обозначают положение, в которое перемагничивается сердечник входным сигналом. Цифры, относящиеся к выходным цепям, показывают, в какое положение необходимо перемагнитить сердечник, чтобы получить на выходе управляющий сигнал. Например, если в магнитный элемент (рис. 1-11, *в*) током $I_1$ записана «1», то при поступлении тактового импульса $I_3$ сердечник перемагнитится в состояние «0» и на выходе появится управляющий импульс.

Если же сердечник находится в состоянии «0», то поступающий тактовый импульс не изменит намагничивания сердечника и импульс на выходе не появится.

Следует заметить, что запись и считывание информации должны происходить в различные моменты времени, в противном случае запись информации не будет осуществлена, так как поле, создаваемое тактовым импульсом, уничтожит поле, создаваемое входным импульсом тока. Это условие, а также закон о полном токе, из которого вытекает уравнение (1-15), положено в основу построения переключающих устройств на магнитных элементах.

Время перемагничивания магнитных сердечников или время, необходимое для изменения состояния намагничивания, приближенно подчиняется уравнению

$$t_п = \frac{S_w}{H_m - H_c}, \quad (1\text{-}16)$$

где $S_w$ — коэффициент переключения.

Согласно этому уравнеиию, время переключения ($t_п$) прямо пропорционально коэффициенту переключения $S_w$ и обратно пропорционально разности между намагничивающей силой и коэрцитивной силой. Это значит, что чем больше намагничивающая сила ($H_m$) и меньше величина коэрцитивной силы ($H_c$), тем меньше время переключения.

Коэффициент переключения $S_w$, имеющий размерность *а · сек/см* или *к · сек/см* (обычно пользуются более мелкой единицей измерения — *мкк/см*, причем 1 *к/см*=1 *мкк/см* · $10^6$), есть величина постоянная в широких пределах изменения намагничивающего поля, но зависит от материала и геометрических размеров сердечника. В частности, он зависит от величины наклона боковых сторон петли гистерезиса (см. угол $\alpha$ на рис. 1-11). Этот наклон объясняется различной длиной магнитных путей внешних и внутренних участков магнитного материала, т. е. зависит от толщины стенок сердечника.

Действительно, если бы угол наклона $\alpha$ был равен 90°, состояние намагниченности сердечника изменялось бы мгновенно, однако наличие наклона у петли гистерезиса боковой стенки, превышающего

90°, а также наличие конечной длительности фронта переключающего импульса тока приводит к некоторому замедлению перемагничивания сердечника.

Следовательно, чем толще стенки тороидального сердечника, тем медленнее он перемагнитится или тем большей длительности будет получен выходной сигнал.

Для большинства ферритовых сердечников коэффициент переключения имеет значения от 0,2 до 0,5 *мкк/см.*

Прямоугольность петли гистерезиса магнитных материалов оценивается отношением остаточной магнитной индукции $B_r$ к макси-

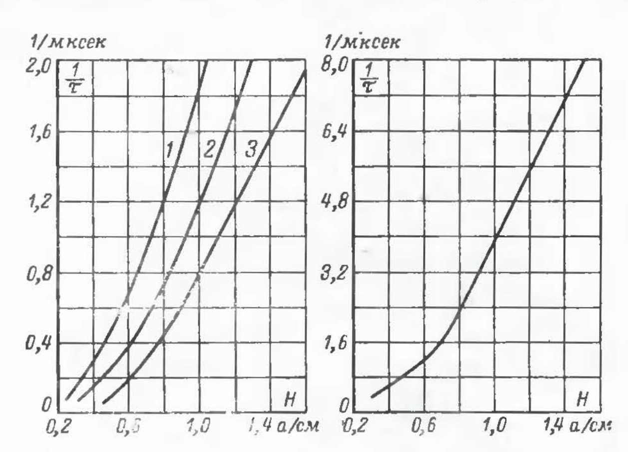



Рис. 1-12. Зависимость времени перемагничивания ($1/\tau$) сердечников от напряженности магнитного поля.

*а* — для ферритовых сердечников следующих типов: 0,12ВТ, размером 2×1,4×1,45 *мм* (кривая *1*); 0,16ВТ, размером 3×2×1,3 *мм* (кривая *2*); 0,3ВТ, размером 3×2×1,4 *мм* (кривая *3*); *б* — для сердечника из пермаллоевой ленты 79НМ толщиной проката 3 *мк*.

мальной индукции $B_m$, при которой происходит магнитное насыщение материала, и обозначается буквой $p = B_r/B_m$. Величина $p$ для большинства тороидальных сердечников в поле напряженностью $H_m = 5H_c$ колеблется от 0,85 до 0,95, а время переключения составляет от 0,4 до 1 *мксек* для ферритовых и от 0,2 до 2 *мксек* для ленточных сердечников.

Следует иметь в виду, что время перемагничивания сердечника зависит от результирующей напряженности магнитного поля, создаваемой в сердечнике, и может быть определено из уравнения (1-16) или ориентировочно из графика на рис. 1-12. При этом необходимо прикладывать такое поле, при котором сердечник будет заведомо перемагничиваться по предельному циклу или по предельной петле гистерезиса. При работе с полями меньшей напряженности, чем $H_m$ для предельного цикла, переключение сердечника может происходить по так называемым частным циклам (рис. 1-13). В этом случае при

незначительных уменьшениях питающих токов работа схемы будет нарушаться. Поэтому следует выбирать:

$$H_m \geqslant (5 \div 10)\, H_c. \qquad (1\text{-}17)$$

Нами был рассмотрен магнитный элемент, в котором связь с последующим элементом осуществляется через пассивный прибор — диод. Поэтому такие элементы получили название феррит-диодных ячеек (ФДЯ).

Основной недостаток таких ячеек состоит в том, что для усиления входного сигнала требуется значительная мощность от источника управляющих (тактовых) импульсов. Потребляемая мощность особенно возрастает при одновременном считывании «1» с нескольких сердечников, и тем больше, чем больше сердечников включено к

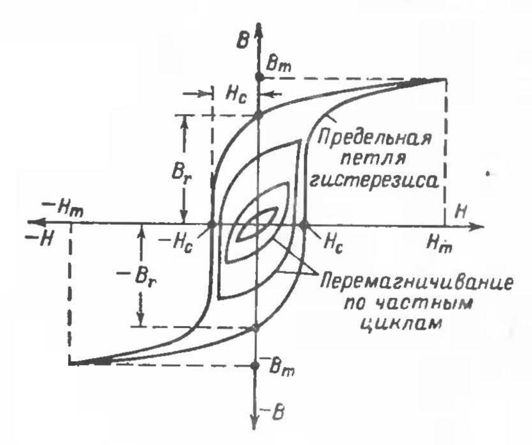



Рис. 1-13. Семейство симметричных циклов гистерезиса магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса.

перемагничиваемым сердечникам. Возрастание мощности объясняется тем, что при перемагничивании сердечника магнитного элемента в его управляющей обмотке (тактовой) возникает э.д.с. обратной полярности. В результате суммарное входное сопротивление обмоток перемагничивающихся сердечников увеличивается в десятки раз. При этом амплитуда управляющих импульсов тактового генератора может уменьшиться и, следовательно, нарушиться нормальная работа схемы.

Практически установлено, что применение в качестве тактового генератора блокинг-генераторов на транзисторах типа МП13—МП16, работающих при напряжении питания 12—15 *в* ($I_{т.и}$=0,3 *а*), допускается одновременное считывание «1» не более чем с трех-четырех сердечников, имеющих наружный диаметр 3 *мм*, что во многих случаях совершенно недостаточно.

Расчеты показывают, что, чтобы феррит-диодная ячейка при перемагничивании могла одновременно перемагнитить второй сердечник, число ампер-витков в ее тактовой обмотке должно быть в 4—5 раз больше, чем во входной обмотке. При этом потребление тока

от источника тактовых импульсов возрастает в 4—5 раз по сравнению с током во входной обмотке. Следовательно, чтобы увеличить количество одновременно считываемых «1» при данном источнике тактовых импульсов, необходимо пассивный элемент — **диод** в ячейке заменить активным — транзистором. Последний, в свою очередь, позволит увеличить нагрузочную способность ячейки без увеличения потребляемой мощности от источника тактовых импульсов. Под нагрузочной способностью понимается, какое количество последующих ячеек может перемагнитить каждая предыдущая ячейка. Магнитный элемент с транзистором называют феррит-транзисторной ячейкой (ФТЯ).

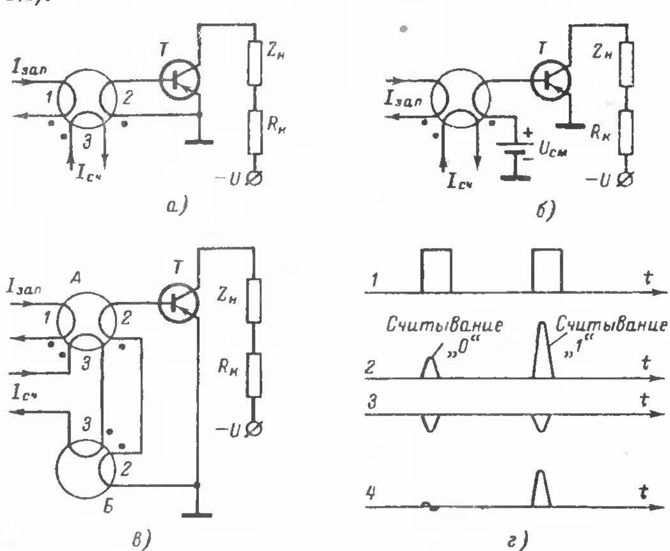



Рис. 1-14. Схемы феррит-транзисторных ячеек без положительной обратной связи.

*а* — без смещения; *б* — со смещением; *в* — с дополнительным сердечником, компенсирующим помехи при считывании «0»; *г* — временные соотношения в схеме с дополнительным сердечником; *1* — считывающие импульсы; *2* — импульсы на выходе обмотки *2* сердечника *А*; *3* — то же сердечника *Б*; *4* — результирующее напряжение на входе транзистора ***Т***.

К настоящему времени разработано большое число различных схем ФТЯ. Их можно подразделить на ФТЯ без положительной обратной связи и на ФТЯ с положительной обратной связью.

**Феррит-транзисторная ячейка без обратной связи** (рис. 1-14, *а* и рис. 1-14, *б*). Здесь сердечник связан с транзистором через обмотку *2*. Если сердечник находится в состоянии «1», то при поступлении считывающего импульса $I_{сч}$ в обмотку *3* происходит изменение его состояния. В то же время быстрое изменение магнитного потока индуктирует э. д. с. в обмотке *2*. Напряжение, подаваемое на транзистор *Т*, отрицательно на базе по отношению к эмиттеру. Поэтому транзистор отпирается, в коллекторной цепи возникает значительный

ток, определяемый величиной сопротивления последовательно включенного резистора $R_к$, напряжением источника питания и амплитудой импульса тока возбуждения в цепи базы. Этот ток также может проходить по входной или считывающей обмоткам последующих ячеек, являющихся нагрузкой $Z_н$ для рассматриваемой ячейки.

Если используются сердечники, у которых $B_r/B_m \leq 0{,}85$, то в обмотке *2* при считывании «0», а также при записи «1» могут возникнуть помехи с амплитудой, достаточной для ложного отпирания транзистора. Чтобы исключить это явление, в цепь базы вводят небольшое положительное смещение (рис. 1-14, *б*) порядка 0,2—0,4 *в*.

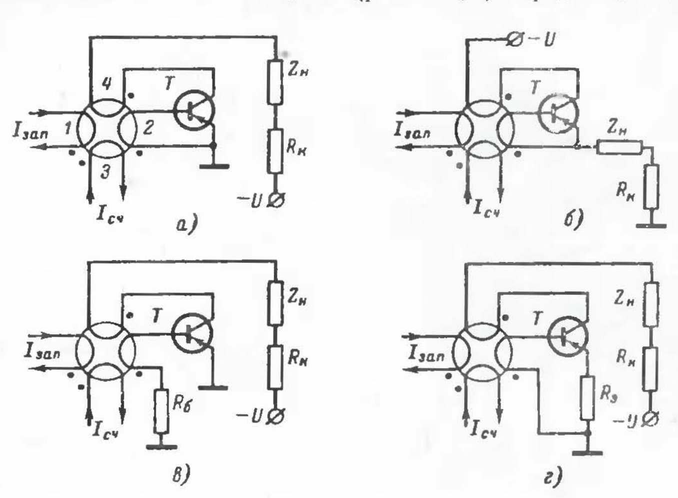



Рис. 1-15. Схемы феррит-транзисторных ячеек с положительной обратной связью.

*а* — с нагрузкой, включенной между коллектором транзистора и минусом источника питания; *б* — с нагрузкой, включенной между эмиттером и общим проводом; *в* — с резистором $R_б$, стабилизирующим ток базы; *г* — с отрицательной обратной связю в цепи эмиттера.

В ответственных случаях устранение помех, возникающих при считывании «0», осуществляется дополнительным сердечником, компенсирующим помехи, обмотки которого включены так, как показано на рис. 1-14, *в*. Число витков на дополнительном сердечнике берется то же самое, что и на соответствующих обмотках основного сердечника. В результате при таком соотношении витков и происходит компенсация помех (рис. 1-14, *г*). По такой же аналогии за счет введения второго дополнительного сердечника можно устранить влияние помех, возникающих при записи «1».

Основным достоинством ФТЯ без положительной обратной связи являются простота и малая чувствительность к помехам, в особенности при повышенной температуре. Однако она имеет сравнительно большое потребление энергии от тактового генератора и сильную зависимость параметров выходного импульса от индивидуальных свойств транзистора и сердечника.

**Феррит-транзисторная ячейка с положительной обратной связью** (рис. 1-15). По принципу действия она напоминает работу схемы блокинг-генератора. Предположим, что в схеме, изображенной на рис. 1-15, *а*, в сердечник записана «1». Тогда при поступлении импульса считывания $I_{сч}$ между базой и эмиттером возникнет напряжение, приотпирающее транзистор. Вследствие наличия обратной связи между базой и коллектором транзистора возникнет процесс лавинообразного нарастания коллекторного тока. Происходит полное отпирание транзистора, и соответственно перемагничивание сердечника осуществляется по цепи обратной связи коллекторным током транзистора.

Поскольку от $I_{сч}$ требуется только приотпирание транзистора, то поэтому считывающей обмоткой необходимо создать напряженность поля, равную или несколько большую, чем величина коэрцитивной силы $H_c$, тогда как в ФТЯ без обратной связи необходимо приложить поле величиной $H_m$. Следовательно, мощность считывающих (тактовых) импульсов в ФТЯ с обратной связью может быть снижена в 5—10 раз. В этом и состоит основное преимущество ФТЯ с положительной обратной связью по сравнению с ФТЯ без обратной связи.

Наличие обратной связи особенно проявляется при работе ФТЯ в условиях значительных отрицательных температур, так как при отрицательной температуре 30—50° С не только резко возрастает энергия, необходимая для перемагничивания ферритового сердечника, но и значительно уменьшается коэффициент усиления транзистора. Поэтому в этих условиях обратная связь оказывает большое влияние на повышение работоспособности ячейки. По этой причине такие ФТЯ, несмотря даже на то, что они в принципе обладают меньшей помехозащищенностью, особенно при положительных температурах, находят исключительно широкое применение.

Схема, изображенная на рис. 1-15, *б*, отличается от предыдущей местом включения коллекторного и нагрузочного резисторов, а также полярностью выходного импульса напряжения.

Чтобы исключить влияние разброса входного сопротивления транзисторов, т. е. для стабилизации тока базы и соответственно длительности коллекторного импульса при массовом изготовлении ячеек обычно в базовую цепь транзистора включают стабилизирующий резистор $R_б$ порядка 50 *ом* (рис. 1-15, *в*).

Стабилизация параметров транзисторов, а также уменьшение длительности импульса в целях повышения предельной частоты работы ячеек достигается за счет введения слабой отрицательной обратной связи, осуществляемой путем включения в цепь эмиттера резистора $R_э$ с сопротивлением порядка 5—10 *ом* (рис. 1-15, *г*).

Устранение влияния помех осуществляется теми же способами, что и в ФТЯ без положительной обратной связи. Соответственно способы стабилизации базового тока, параметров транзисторов и длительности коллекторного тока, приведенные на рис. 1-15, применимы и для ФТЯ без положительной обратной связи.

В заключение следует отметить, что устройства, выполненные с применением магнитных элементов, обладают исключительно высокой надежностью и малым потреблением энергии от источника питания, чем аналогичные устройства, выполненные на транзисторах и диодах. Однако первые устройства мало технологичны в изготовлении, поэтому основное применение магнитные сердечники находят в запоминающих устройствах, где применение других приборов крайне затруд-

нительно, и там, где к устройствам предъявляются высокие требования по надежности и экономичности питания.

## 1-5. Газоразрядные приборы

Наряду с транзисторами и магнитными элементами в устройствах дискретного действия широкое применение находят газоразрядные приборы, которые также называют приборами тлеющего разряда или лампами с холодным катодом. К ним относятся: двухэлектродные лампы (неоновые, стабилитроны и др.); цифровые индикаторные лампы; тиратроны и другие приборы.

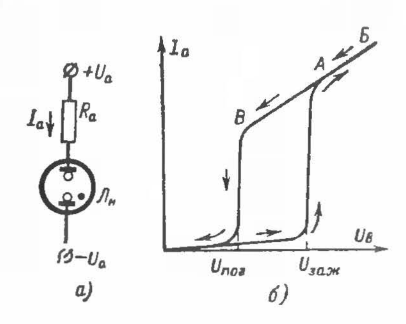



Рис. 1-16. Неоновая лампа.

*а* — схема включения; *б* — вольт-амперная характеристика.

Благодаря наличию в газоразрядных приборах двух устойчивых состояний (не проводящего и проводящего ток, причем последнее сопровождается ярким свечением), позволило их использовать как в качестве переключающегося устройства, так и в качестве высокоэффективного индикатора, заменяющего малоэкономичные лампы накаливания.

Обычно для целей индикации используют неоновые и цифровые лампы. Неоновая лампа представляет собой стеклянный баллон с двумя электродами внутри. Баллон наполнен инертным газом — неоном, светящимся красно-оранжевым светом.

В лампах тлеющего разряда излучение света происходит в основном из области отрицательного тлеющего свечения. При работе на постоянном токе один из электродов лампы всегда имеет отрицательный потенциал, и свечение разряда видно только у этого электрода. При питании переменным током каждый электрод половину периода является катодом и оба электрода кажутся светящимися одновременно.

При работе на постоянном токе последовательно с неоновой лампой всегда включают резистор, ограничивающий ток. На переменном токе последовательно с лампой иногда ставят дроссель или конденсатор, хотя чаще все же включается резистор.

Особенностью газоразрядных приборов является наличие в вольт-амперной характеристике гистерезисной зависимости потенциалов зажигания и погасания разряда. Так, если включить неоновую лампу в схему, показанную на рис. 1-16, *а*, и произвести увеличение напряжения $U_а$, то зажигание (возникновение разряда) произойдет при напряжении, равном $U_{заж}$ (см. рис. 1-16, *б*). Дальнейшее увеличение $U_а$ приведет только к пропорциональному увеличению тока $I_а$ в соответствии с кривой участка *АБ*.

При уменьшении $U_а$ разряд гаснет не при $U_{заж}$, а при некотором меньшем напряжении $U_{пог}$. Ток разряда при этом изменяется в соответствии с кривой на участке *АВ* характеристики.

Гистерезисный характер изменения тока вблизи порога зажигания тлеющего разряда может быть объяснен тем, что для возбуждения всей массы газа требуется несколько большее количество энер-

гии, чем для поддержания лавинообразного режима. При этом следует отметить важную особенность, что напряжение на самой неоновой лампе остается почти постоянной величиной, равной $U_{гор} \approx U_{пог}$. Эта особенность позволяет использовать неоновые лампы в качестве стабилизаторов напряжения.

Анодный ток $I_а$ в горящей лампе (рис. 1-16, *а*) определится уравнением

$$I_а = \frac{U_а - U_{гор}}{R_а}, \quad (1\text{-}18)$$

где $U_а$ — напряжение источника постоянного тока; $U_{гор}$ — напряжение на горящей лампе, иногда называемое напряжением стабилизации; $R_а$ — резистор, включенный последовательно с лампой.

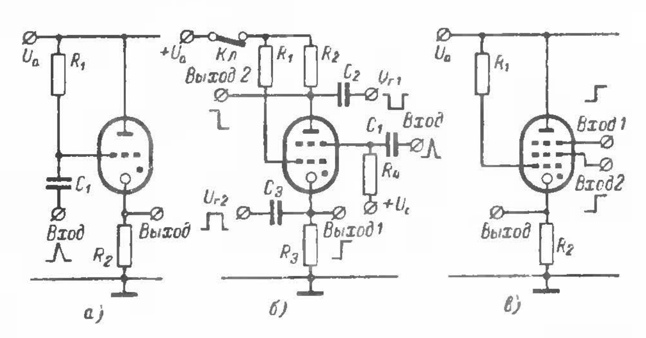



Рис. 1-17. Способы включения питающих напряжений и управляющих сигналов к тиратрону.

*а* — включение триода; *б* — включение тетрода ($U_{г1}$ и $U_{г2}$ — сигналы гашения тиратрона); *в* — включение многосеточного тиратрона.

Вопросы практического использования неоновых и цифровых индикаторных ламп рассматриваются в гл. 10.

Из газоразрядных приборов в качестве переключающихся элементов обычно используют тиратроны, которые по сравнению с неоновыми лампами являются управляемыми приборами. Для этой цели в тиратроне, кроме анода и катода, предусматривается один или несколько управляющих электродов — сеток, посредством которых и осуществляется управление зажиганием тиратрона.

Для повышения чувствительности тиратрона к управляющему сигналу, а также для уменьшения инерционности ламп на пусковой электрод в трехэлектродных лампах или на вспомогательный электрод в многоэлектродных лампах подается положительный потенциал (рис. 1-17), которым в цепи соответствующей сетки возбуждается самостоятельный, так называемый тихий разряд. Величина тока этого разряда ограничивается резистором $R_1$, имеющим сопротивление 10—50 *Мом*, и устанавливается несколько меньшей, чем величина пускового тока, зажигающего разряд между анодом и катодом. Этот ток сетки называется током подготовки.

Благодаря такому режиму создается большая начальная ионизация, резко уменьшающая инерционность зажигания ламп. Кроме то-

го, автоматически устанавливается напряжение зажигания, что обеспечивает наибольшую возможную чувствительность.

В настоящее время тиратроны выпускаются двух типов — с токовым управлением и электростатическим. В том и другом случае зажигание осуществляется за счет увеличения концентрации заряженных частиц в промежутке анод — катод.

При токовом управлении зажигание разряда между катодом и анодом происходит при достижении сеточным током некоторой критической величины, достаточной для возбуждения разряда. Разделение цепей входного сигнала и подготовительного разряда осуществляется с помощью конденсаторов $C_1$ (см. рис. 1-17, *а* и *б*). К тиратронам с токовым управлением относятся МТХ90, ТХ4Б, ТХ5Б, ТХ11Г и другие.

Электростатическое управление, как правило, используется в многосеточных тиратронах, предназначенных в основном для выполнения логических функций. К ним относятся тиратроны типа ТХ6Г, ТХ7Г, ТХ8Г, ТХ9Г, ТХ13Г и другие.

Этот способ управления, называемый также потенциальным, основан на использовании тормозящих и ускоряющих полей, которые создаются одной или несколькими сетками, расположенными за сеткой подготовительного разряда ближе к аноду (рис. 1-17, *в*). В начальном состоянии управляющие сетки имеют потенциал, меньший потенциала сетки подготовительного разряда. При этом между ними создается тормозящее поле, препятствующее прохождению электронов к аноду. При одновременном повышении потенциалов управляющих сеток тормозящее воздействие их поля уменьшается, и при некоторых значениях потенциалов электроны проникают в область ускоряющего анодного поля и ионизируют газ. Тиратрон зажигается, причем только при одновременном поступлении сигналов на *вход 1* и на *вход 2*, т. е. выполняется логическая операция «И».

Особенностью тиратронов является то, что когда он зажегся и находится в проводящем состоянии, сигналы на его сетках практически не влияют на величину анодного тока. Это свойство в значительной мере снижает требования к форме запускающего импульса. Достаточно только, чтобы его начальная часть обеспечивала зажигание тиратрона. На остальную часть импульса могут накладываться положительные и отрицательные выбросы — помехи.

Гашение проводящего тиратрона обычно осуществляется путем снижения разности потенциала между анодом и катодом до величины, меньшей напряжения горения, на время, превышающее время деионизации. Во многих случаях для этого на анод подается отрицательный импульс $U_{г1}$ или на катод — положительный $U_{г2}$ (рис. 1-17, б). Естественно, самым простым способом гашения является разрыв ключом *Кл* источника питания.

С помощью тиратронов, как правило, можно построить почти все переключающие устройства, которые можно выполнить на транзисторах и магнитных элементах, и в некоторых случаях даже проще. Однако устройства, выполненные на тиратронах, имеют ряд существенных недостатков. Основными из них являются низкая частота переключения — 5—10 *кгц*, что, вообще говоря, во многих случаях является недостаточным.

Ко второму недостатку относится высокое напряжение питающих цепей — порядка 200—450 *в*, следовательно, применяемые детали должны рассчитываться на высокое напряжение. Последнее связано с увеличением габаритов.

В то же время тиратроны обладают рядом важных преимуществ. Основными из них являются наличие свечения у тиратронов и возможность осуществлять простой способ резервирования. Последнее осуществляется за счет простого припаивания параллельно основному тиратрону резервного. Поэтому при выходе из строя основного тиратрона автоматически, без применения каких-либо включающих средств, приходит в действие резервный тиратрон.

Свечение тиратронов позволяет контролировать работу устройства. Последнее очень важно как для налаживания устройств, так и для быстрого нахождения поврежденных тиратронов или вообще участков схемы, так как тиратроны, выходя из строя, перестают светиться.

Немаловажным для тиратронов является и то, что они обладают гораздо большей нагрузочной способностью, чем транзисторы и магнитные элементы, и, кроме того, допускают работу в температурном диапазоне от —70 до +100° С.

Поэтому в тех случаях, когда частота переключения в устройствах автоматики невелика, а сами устройства питаются от промышленной сети и работают в стационарных условиях, тиратроны являются незаменимыми переключающими приборами.

# *Глава вторая*

# ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

## 2-1. Переключающие устройства для коммутации цепей постоянного и переменного тока

Одним из основных и ответственных узлов любой автоматической системы является переключающий элемент, который может осуществлять коммутацию цепей постоянного и переменного тока. Роль таких переключателей в быстродействующих устройствах автоматики выполняют электронные ключи.

По аналогии с механическим ключом, показанным на рис. 2-1, *а*, качество электронного ключа определяется в первую очередь минимальным падением напряжения на переключающем элементе, находящемся в «замкнутом» состоянии, минимальным током в «разомкнутом» состоянии, а также скоростью перехода из одного состояния в другое. Этим требованиям в достаточной степени удовлетворяют ключи, собранные на полупроводниковых диодах и транзисторах. Несмотря на простоту выполняемой функции, электронные ключи, пригодные для включения и выключения цепи постоянного или переменного тока, имеют различные схемные решения.

**Электронные ключи для коммутации цепей постоянного тока.** Один из простейших вариантов ключей с шунтирующими диодами, предназначенный для коммутации цепей постоянного тока, приведен на рис. 2-1, *б*. При отсутствии управляющего сигнала $U_{\text{у}}$ передача входного сигнала $U_{\text{вх}}$ отсутствует, так как точка $A$ оказывается закороченной на общий провод через прямое сопротивление диода $R_{\text{пр}}$ и внутреннее сопротивление $R_{\text{у}}$ источника управляющего сигнала. Чтобы обеспечить в этом случае большое затухание сигнала, выбирают

$$R_{1,2} \gg R_{\text{у}} + R_{\text{пр}}. \qquad (2\text{-}1)$$

При поступлении управляющего сигнала $U_у \geqslant U_{вх}$ происходит запирание диода, и тогда входной сигнал передается на выход схемы.

Чтобы исключить влияние обратного сопротивления диода $R_{обр}$, необходимо выполнять следующее неравенство:

$$R_i + R_1 \ll R_{обр}, \tag{2-2}$$

где $R_i$ — внутреннее сопротивление коммутируемого источника.

Чтобы ослабить влияние сопротивления нагрузки $R_н$ на затухание управляющего сигнала $U_{вх}$, проходящего через ключ, следует соблюдать следующее соотношение:

$$R_н \gg R_1 \approx R_2 \gg R_i. \tag{2-3}$$

Наличие в диодном ключе достаточно высокоомных сопротивлений приводит к значительному затуханию управляющего сигнала, а нелинейность на начальном участке вольт-амперной характеристики

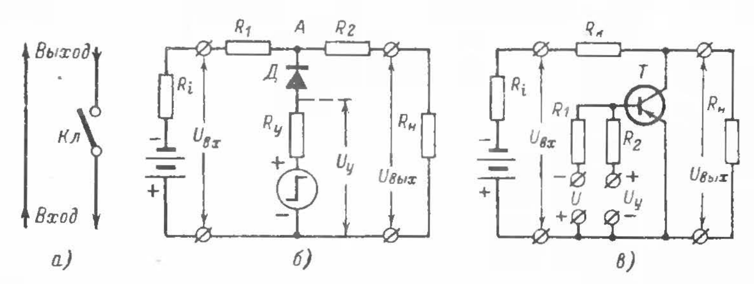



Рис. 2-1. Схемы ключей для коммутации источников постоянного тока.

*а* — механический ключ; *б* — электронный ключ с шунтирующим диодом; *в* — электронный ключ с шунтирующим транзистором.

диода не позволяет осуществлять коммутацию малых сигналов. Обычно такой ключ применяется для коммутации входных сигналов, имеющих $U_{вх} \gg 1$ *в*. В частности, широкое применение он получил в устройствах, осуществляющих логические операции.

Лучшие характеристики имеет ключ, выполненный на транзисторе. В отсутствии управляющего сигнала транзистор находится в отпертом состоянии за счет подачи на его базу отрицательного потенциала. При этом почти все напряжение источника сигнала $U_{вх}$ падает на резисторе $R_к$. При подаче положительного управляющего напряжения $U_у$ на базу транзистора последний запирается и входной сигнал проходит на выход ключа.

Пренебрегая током утечки $I_{к0}$, определим выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R_н}{R_к + R_i + R_н}. \tag{2-4}$$

Максимальное отношение выходного напряжения ко входному при запертом транзисторе имеет место при

$$R_к + R_i = R_н. \tag{2-5}$$

Если нагрузкой ключа является сам резистор $R_к$, то тогда для запирания ключа на базу транзистора подается положительное сме-

щение, а отпирание ключа производится сигналом отрицательной полярности. Выбор элементов схемы транзисторного ключа рассмотрен в § 3-3.

Основное достоинство транзисторного ключа состоит в том, что он допускает коммутацию сигналов с меньшим напряжением, чем диодный, а также требует меньшей мощности от источника управляющих сигналов.

**Электронные ключи для коммутации цепей переменного тока.** Коммутацию цепей переменного тока можно осуществлять как с помощью диодных, так и транзисторных ключей. Один из самых простых диодных ключей приведен на рис. 2-2, *а*. Функцию ключа выполняют обычный диод $Д_1$ и диод $Д_2$ типа стабилитрон. Пробивное напряжение $U_{проб}$ для диода $Д_2$ выбирается несколько большим, чем амплитудное значение входного сигнала $U_{m вх}$, т. е.

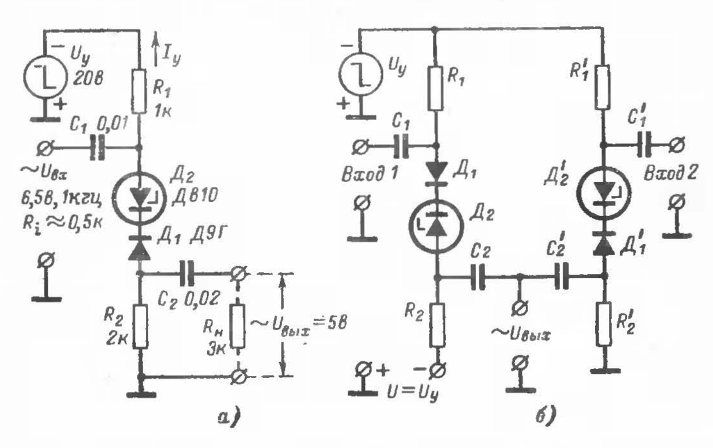



Рис. 2-2. Диодный ключ для коммутации одного источника переменного тока (*а*) и двух источников (*б*).

$$U_{проб} > U_{m вх}, \tag{2-6}$$

а управляющее напряжение должно быть больше суммы пробивного и входного напряжений:

$$U_у > U_{проб} + U_{m\ вх}. \tag{2-7}$$

Для ограничения тока источника управляющего напряжения, протекающего через управляемый ключ, а также для увеличения входного сопротивления ключа по переменному току последовательно с источником $U_у$ ставятся ограничивающие резисторы $R_1$ и $R_2$, включенные последовательно. Разделение управляющего сигнала и переменной составляющей коммутируемого сигнала осуществляется конденсаторами $C_1$ и $C_2$.

В отсутствии управляющего сигнала стабилитрон $Д_2$ находится в непроводящем состоянии, и сигнал переменного тока на выход не проходит. При поступлении управляющего сигнала происходит пробой стабилитрона $Д_2$, и одновременно этим же током отпирается ди-

од $Д_1$. Сигнал переменного тока, поступающий на вход, проходит свободно на выход.

Для обеспечения малых нелинейных искажений в управляемом сигнале управляющий ток $I_у$ следует выбирать такой величины, при которой падение напряжения на прямом сопротивлении каждого из диодов было бы не более 0,2—0,5 *в*. Величина этого тока в конечном итоге будет определять входное сопротивление ключа как для коммутируемого, так и для управляемого сигнала (при выключенной нагрузке $R_н$).

Максимально допустимая мощность коммутируемого сигнала определяется пробивным напряжением стабилитрона $Д_2$ и допустимым обратным напряжением для диода $Д_1$, а также максимально допустимым током, протекаемым по $Д_1$ и $Д_2$.

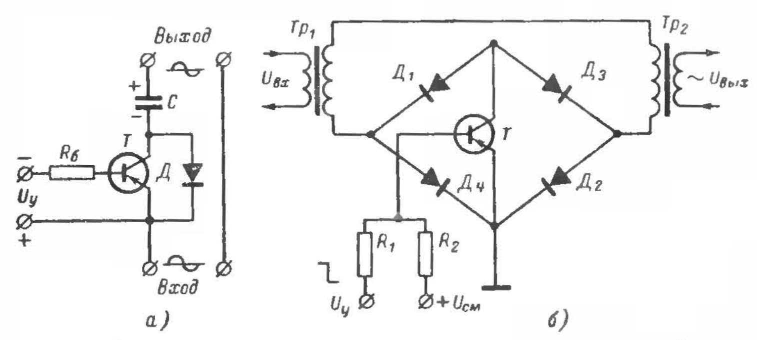



Рис. 2-3. Диодно-транзисторные ключи для коммутации цепей переменного тока.

*а* — с запрещающим напряжением, создаваемым на конденсаторе *С*; *б* — с управляемым диодным мостом.

При наличии двух рассмотренных схем, включенных так, как показано на рис. 2-2, *б*, возможно осуществить переключение на один общий выход двух источников переменного тока, например, разных по частоте.

На рис. 2-3, *а* приведен диодно-транзисторный ключ. В нем включение и выключение источника переменного тока осуществляются с помощью транзистора, диода и конденсатора. При поступлении управляющего сигнала $U_у$ происходит отпирание транзистора, и тогда отрицательная полуволна напряжения источника переменного тока проходит через отпертый транзистор, а положительная — через диод. При снятии управляющего напряжения положительная полуволна в первый момент проходит через диод и частично через коллекторную и базовую цепь транзистора. Однако в этом случае происходит заряд конденсатора до амплитудного значения напряжения управляемого источника, при котором нижняя обкладка конденсатора окажется под отрицательным зарядом, а верхняя — под положительным, так, как показано на рисунке. Этим напряжением производится запирание транзистора и диода и тем самым осуществляется выключение ключа.

Основным достоинством данного ключа является исключительная простота. Однако он имеет существенный недостаток. Запирание транзистора и диода при выключении ключа происходит не сразу,

а через некоторое время по мере заряда конденсатора до амплитудного значения напряжения. Несмотря на это, ключ имеет широкое применение, в частности, для управления электролюминесцентными индикаторами.

Другой вариант диодно-транзисторного ключа, свободного от указанного недостатка, приведен на рис. 2-3, *б*. Он представляет собой мост, состоящий из четырех полупроводниковых диодов, в одну из диагоналей которого включен управляющий транзистор *Т*, а в другую — управляемая цепь переменного тока. Когда транзистор заперт, то прохождению через ключ положительной полуволны входного сигнала $U_{вх}$ препятствуют диоды $Д_1$, $Д_2$ и отрицательной — диоды $Д_3$, $Д_4$.

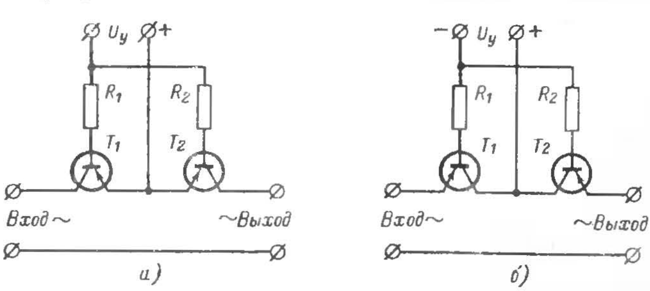



Рис. 2-4. Транзисторные ключи для коммутации цепей переменного тока.

*а* — с прямым включением транзисторов; *б* — с инверсным.

При поступлении управляюшего сигнала $U_у$ отпирается транзистор *Т*, отрицательная полуволна входного сигнала проходит через диод $Д_1$, отпертый транзистор *Т*, диод $Д_2$ и далее на выход. Положительная полуволна проходит на выход через диод $Д_4$, отпертый транзистор *Т* и диод $Д_3$.

Трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ служат для устранения гальванической связи между коммутируемой и управляемой цепями. Применяя трансформаторы с коэффициентом трансформации более 1, можно уменьшить искажения коммутируемого сигнала, имеющего малую амплитуду.

В вычислительной технике в последнее время широкое применение получили транзисторные ключи, позволяющие коммутировать сигналы с амплитудой в несколько милливольт. Два варианта таких ключей приведены на рис. 2-4. Эти ключи во многом аналогичны механическому контакту, показанному на рис. 2-1, *а*, способному пропускать переменный ток в любом направлении.

Эти два варианта отличаются один от другого прямым и инверсным способами включения транзисторов. В схеме, изображенной на рис. 2-4, *а*, при «замыкании» контакта между коллектором и эмиттером каждого транзистора устанавливается остаточное напряжение порядка 20—30 *мв*, тогда как в схеме, изображенной на рис. 2-4, *б*, — около 3—7 *мв*, причем величины этих напряжений сохраняются неизменными в широком диапазоне температур.

Ключ с инверсным включением транзистора обладает линейной амплитудной характеристикой, начиная с долей милливольта вход-

ного сигнала. Объясняется это тем, что у эмиттерного перехода, используемого как диод в прямом направлении, более низкое и более линейное переходное сопротивление, чем у коллекторного перехода при прямом включении транзистора.

Следует заметить, что при инверсном включении транзистора его усиление для схемы с общим эмиттером падает до величины, равной 3—5. Несмотря на это, схема по управляющему входу имеет незначительное потребление энергии. Резисторы $R_1$ и $R_2$ сопротивлением 5—10 *ом* служат для уравнивания токов в цепи базы транзисторов.

Основное отличие транзисторного ключа от диодного и от диодно-транзисторного состоит в малом падении напряжения и соответственно в малом сопротивлении «замкнутого» контакта. Так, даже при инверсном включении транзисторов и при коммутируемом токе, равном 2 *ма*, сопротивление «замкнутого» контакта составляет около 25 *ом*. Сопротивление «разомкнутого» контакта в диапазоне температур $-50 \div +60^\circ$ С при применении кремниевых транзисторов составляет 0,5—1 *Мом*, однако диодно-транзисторный ключ имеет более высокое сопротивление — порядка 1—2 *Мом*.

## 2-2. Коммутирование мощных и высоковольтных цепей маломощными низковольтными транзисторами

Выпускаемые в настоящее время полупроводниковые приборы рассчитаны для коммутации цепей, ограниченных как по мощности, так и по напряжению. Если с диодами в этом отношении можно считать вопрос разрешенным, так как они в настоящее время выпускаются достаточно мощными и высоковольтными, то с транзисторами дело обстоит иначе. Сейчас выпускаются транзисторы, как правило, маломощные, а транзисторы из серии мощных являются низкочастотными и к тому же низковольтными. Вызвано это тем, что изготовление высоковольтных транзисторов встречает значительные технологические трудности. Так, большинство из выпускаемых транзисторов рассчитано для работы при напряжении порядка 20—60 *в* и только один тип транзистора МП26 рассчитан для работы при напряжении 100 *в*, и то в схеме с общей базой. В то же время в практике возникает необходимость коммутировать более высоковольтные цепи.

Когда разработчику нужен мощный высоковольтный транзистор, которого нет в его распоряжении, он может обойтись без него, используя несколько маломощных низковольтных транзисторов. При этом для увеличения коммутируемого тока транзисторы соединяются соответствующим образом параллельно, а для увеличения коммутируемого напряжения — последовательно.

Иногда параллельным соединением транзисторов преследуется цель уменьшить коллекторный ток каждого транзистора и соответственно повысить усиление по мощности каждого каскада. При последовательном соединении преследуется уменьшение допустимого напряжения для каждого транзистора. Следовательно, то и другое позволяет облегчить режим работы транзистора, что в конечном итоге приводит к повышению надежности работы устройства.

**Параллельное соединение транзисторов.** При обычном параллельном включении транзисторов из-за различия их параметров возникает неравномерное распределение коллекторных токов, приводящее к перегреву отдельных транзисторов. В связи с этим при параллельном включении транзисторов возникает задача выравнивания коллекторных токов.

Наиболее просто эту операцию можно осуществить за счет введения небольшой отрицательной обратной связи (рис. 2-5, *а*). С достаточной для практики точностью симметрирования коллекторных токов величину $R_э$ можно определить из следующего уравнения:

$$R_э = \frac{(0,05 - 0,1)\,U}{I_к}, \qquad (2\text{-}8)$$

где $I_к$ — ток, протекающий через каждый транзистор;

$U$ — напряжение коллекторного источника питания.

При этом необходимо иметь в виду, что на величину падения напряжения, создаваемого на $R_э$, равное $U_э = (0,05—0,1)\,U$, необходимо увеличить амплитуду управляющего сигнала.

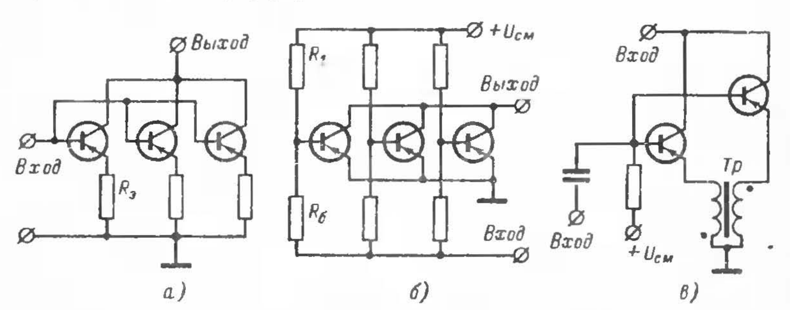



Рис. 2-5. Параллельное включение транзисторов.

*а* — схема с уравниванием коллекторных токов эмиттерным сопротивлением $R_э$; *б* — то же базовым сопротивлением $R_б$; *в* — то же с помощью трансформатора *Тр*.

Рассмотренный способ симметрирования токов является самым простым, но в то же время имеет тот недостаток, что между выходом и общей точкой при отпертом состоянии транзистора устанавливается повышенное остаточное напряжение, возникающее за счет падения напряжения на резисторе $R_э$ обратной связи, что во многих случаях является нежелательным.

Часто в переключающих устройствах уравнивание коллекторных токов осуществляют введением симметрирующих резисторов в цепь базы транзисторов, как показано на рис. 2-5, *б*.

В тех случаях, когда схема предназначена для коммутации импульсных сигналов, уравнивание коллекторных токов можно осуществить с помощью отрицательной обратной связи, создаваемой обмотками трансформатора, имеющего коэффициент трансформации 1 : 1 и включенного так, как показано на рис. 2-5, *в*.

Если по каждой обмотке трансформатора протекает ток равной величины, то возникающие магнитные потоки взаимно компенсируют друг друга. Но если через транзисторы проходят неравные токи, то в обмотках индуктируются э. д. с., одна из которых уменьшает ток там, где он был больше, а вторая — наоборот, увеличивает ток в цепи другого транзистора, и таким образом осуществляется уравнивание токов в цепи каждого транзистора.

Трансформатор для данной схемы можно выполнить из оксиферового сердечника $d_н = 7—10$ *мм*, $\mu = 1000$, каждая обмотка по 100

витков. Можно также использовать любой стандартный импульсный трансформатор.

**Последовательное соединение транзисторов.** Последовательно соединенные транзисторы могут иметь между собой трансформаторную или резистивную связь. Трансформаторная связь применяется в случае коммутации импульсных сигналов (рис. 2-6).

При поступлении во входную обмотку управляющего сигнала происходит одновременное отпирание всех транзисторов. Выходное напряжение уменьшается до величины, равной сумме падений напряжений на каждом отпертом транзисторе.

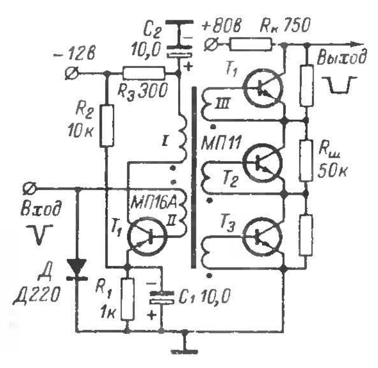



Рис. 2-6. Транзисторный высоковольтный переключатель с трансформаторной связью на входе и резистивным делителем на выходе.

Во время запирания транзисторов напряжение источника питания будет поровну делиться на всех транзисторах в силу того, что коллектор — эмиттер каждого транзистора зашунтирован одинаковыми по величине резисторами $R_ш$. Эти резисторы должны быть достаточно высокоомными, чтобы не оказывать сильного шунтирующего действия на транзисторы и тем самым не снизить эффективность работы переключателя, и в то же время не очень высокоомными, чтобы обеспечить равное деление напряжения.

Трансформатор, показанный на рис. 2-6, часто выполняет роль трансформатора ждущего блокинг-генератора или управляемого *LC*-генератора. В частности, в ждущем блокинг-генераторе, приведенном на рисунке для коммутации тока, $I_к = 100$ *ма*, может быть применен оксиферовый сердечник $d_н = 10$ *мм*, $\mu = 1000$, обмотка *I*—20 витков, *II*—60 витков и *III* — по 7 витков. При указанных данных длительность генерируемого импульса составляет около 10—15 *мксек*.

На рис. 2-7, *а* показан переключатель высокого напряжения на низковольтных транзисторах с резистивными связями. В нем сопротивления делителя $R_д$ должны обеспечить не только равное деление напряжения для случая, когда транзисторы находятся в запертом состоянии, но и пропускать достаточный ток базы, необходимый для насыщения транзисторов, когда они находятся в отпертом состоянии.

Резисторы $R_б$ являются сопротивлениями, задающими ток базы транзисторов.

Нижний транзистор не имеет связи с делителем напряжения. Этим транзистором осуществляется управление всей группой последовательно соединенных транзисторов. Когда ток базы $T_1$ устанавливается равным нулю, транзистор переходит в запертое состояние. Между его коллектором и эмиттером устанавливается напряжение, которое приводит к запиранию транзистора $T_2$, а это в свою очередь — к запиранию $T_3$ и т. д.

Количество транзисторов, которое необходимо соединить последовательно для коммутации источника тока с напряжением *U*, определится уравнением

$$N = \frac{U}{U_{доп}}, \qquad (2-9)$$

где $U_{доп}$ — допустимое напряжение между коллектором и эмиттером каждого запертого транзистора.

К сожалению, как и в переключателе с трансформаторной связью, все транзисторы, включенные последовательно, не переключаются в одно и то же время. В результате этого во время про-

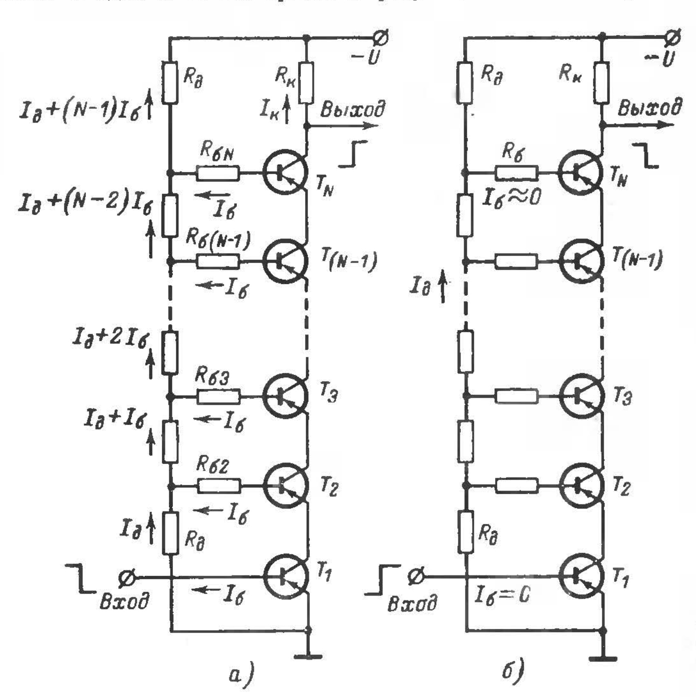



Рис. 2-7. Высоковольтный переключатель с резистивной связью между транзисторами.

*а* — токи, протекающие в схеме при отпертых транзисторах; *б* — то же при запертых транзисторах.

цесса переключения может произойти неравное деление напряжения и некоторые транзисторы могут иметь между коллектором и эмиттером чрезмерное напряжение. Для устранения этого дефекта можно было бы воспользоваться пробивными диодами — стабилитронами, но это слишком дорого.

Другой метод заключается в увеличении времени нарастания входного напряжения. С увеличением фронта входного напряжения уменьшается влияние неодновременного переключения транзисторов, позволяющих исключить неравномерное деление напряжения на транзисторах при их запирании.

Величина сопротивлений резисторов $R_д$ определяется из уравнения

$$R_д \leqslant \frac{U}{I_б[(N-1)+(N-2)+(N-3)+\dots+(N-N)]}, \quad (2\text{-}10)$$

где $I_б$ — ток базы, необходимый для отпирания транзистора.

Величины базовых резисторов определяются из следующего ряда уравнений:

$$R_{бN} \leqslant \frac{U-(N-1)I_б R_д}{I_б};$$

$$R_{б(N-1)} \leqslant \frac{U-[(N-1)+(N-2)]I_б R_д}{I_б};$$

$$R_{б(N-2)} \leqslant \frac{U-[(N-1)+(N-2)+(N-3)]I_б R_д}{I_б}, \quad (2\text{-}11)$$

и так далее, пока не дойдем до расчета резисторов $R_{б2}$ и $R_{б1}$, величины которых должны быть равны нулю. Поскольку $T_1$ является управляемым от внешнего источника, то для транзистора $T_2$ ограничительным сопротивлением является последний резистор делителя напряжения.

**Пример расчета.** Необходимо рассчитать транзисторный переключатель, предназначенный для коммутации источника питания с напряжением $U=320$ *в* и током $I_к=5$ *ма*. В нашем распоряжении имеются наиболее высоковольтные транзисторы типа МП26Б, для которых максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером $U_{доп} \approx 70$ *в*, а допустимый ток коллектора в режиме переключения 400 *ма*. Величина минимального коэффициента усиления $B_{ст}=30$. Принимаем произвольно коэффициент насыщения транзистора [см. уравнение (1-1)] $S=1{,}5$.

1. Из уравнения (2-9) находим:

$$N \geqslant \frac{320}{70} \approx 5 \text{ транзисторов.}$$

При этом числе транзисторов будем иметь по напряжению некоторый запас, который приведет к увеличению надежности работы схемы.

2. Находим ток базы транзистора, обеспечивающий насыщение транзистора при минимальном значении $B_{ст}$ и принятой величине $S$:

$$I_б \geqslant \frac{I_к S}{B_{ст}} = \frac{5\cdot 10^{-3}\cdot 1{,}5}{30} = 0{,}25 \text{ ма}.$$

3. По формуле (2-10) находим максимально допустимое значение сопротивления делителя напряжения:

$$R_д \leqslant \frac{320}{0{,}25\cdot 10^{-3}(4+3+2+1)} = 120 \text{ ком}.$$

4. Из уравнений (2-11) определяем величины сопротивления $R_б$:

$$R_{бN} = R_{б5} \leqslant \frac{320-4\cdot 0{,}25\cdot 10^{-3}\,120\cdot 10^{3}}{0{,}25\cdot 10^{-3}} = 800 \approx 750 \text{ ком}.$$

$$R_{б(N-1)} = R_{б4} \leqslant \frac{320 - (4+3)\cdot 0,25\cdot 10^{-3}\cdot 120\cdot 10^{3}}{0,25\cdot 10^{-3}} = 440 \approx 430\ ком;$$

$$R_{б(N-2)} = R_{б3} \leqslant \frac{320 - (4+3+2)\cdot 0,25\cdot 10^{-3}\cdot 120\cdot 10^{3}}{0,25\cdot 10^{-3}} = 200\ ком,$$

$$R_{б2} = 0,$$

$$R_{б1} = 0.$$

Высоковольтный переключатель, рассчитанный по приведенной методике, показан на рис. 2-8. После того, как он собран, его следует проверить при ½ или ⅓ напряжения источника питания. Это позволит наблюдать за делением напряжения в интервале переключения. Если будет обнаружено неравномерное деление напряжения, то последнее можно будет исправить путем замены транзистора, на котором наблюдается повышенное падение напряжения, когда он переходит в запретное состояние, или путем его шунтирования соответствующим стабилитроном. Наиболее эффективный метод заключается в использовании *RC* интегрирующей цепочки, которой затягивается передний фронт входного сигнала до величины 1,5—3 *мксек*.

## 2-3. Схемы логических устройств, выполненных на полупроводниковых приборах

Любое автоматическое устройство, будь это управляющий автомат или устройство, предназначенное для переработки информации, должно уметь производить логическую обработку поступающей на их вход информации. В частности, они должны уметь ее классифицировать, сортировать, производить математическую обработку и т. д., а также соответствующим образом манипулировать с поступающей информацией. Например, автомат должен уметь сравнивать полученную информацию с другой, ранее полученной информацией и накопленной в имеющейся у него памяти и на основе этого сравнения принять решение, что делать далее с этой информацией и т. д.

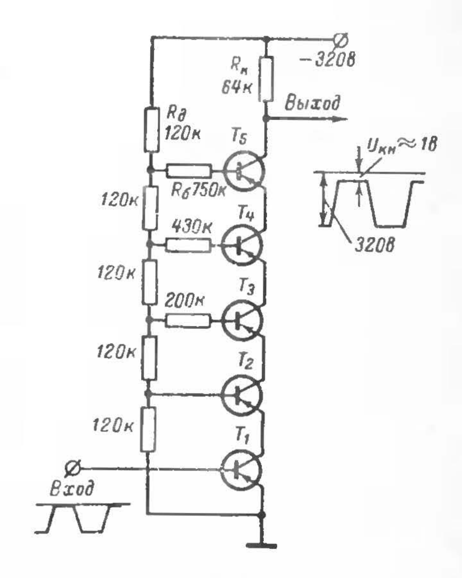



Рис. 2-8. Практическая схема высоковольтного переключателя, собранного на транзисторах МП26Б.

Эти некоторые перечисленные действия выполняются логическими схемами, которые подразделяются на три основных типа: схемы «И», «ИЛИ» и «НЕ».

Схема «И» может иметь два и более входа и один выход. Управляющий сигнал на ее выходе появляется только тогда, когда есть одновременно сигналы на всех ее входах (*и на входе 1, и на входе 2*, и т. д.). При подаче сигнала только на один вход сигнал на выходе не появляется.

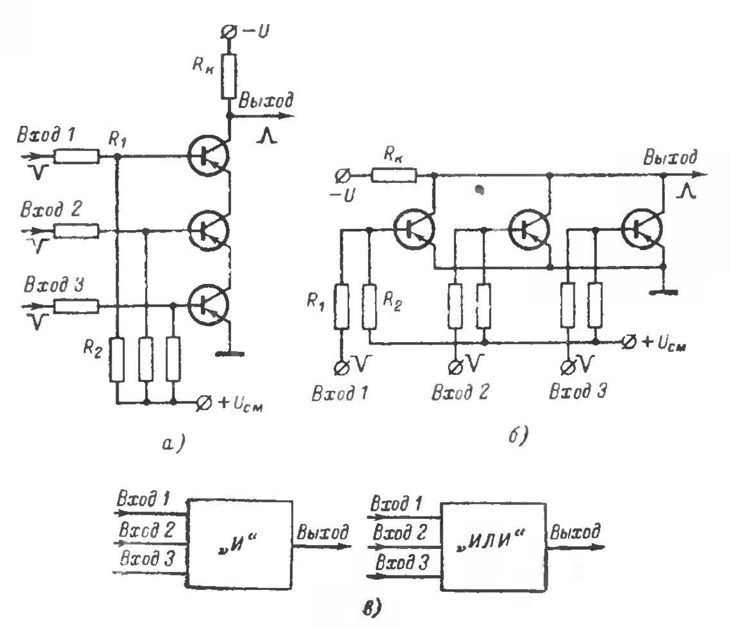



Рис. 2-9. Логические цепочки на транзисторах.

*а* — схема «И» с последовательным соединением транзисторов; *б*—схема «ИЛИ;» *в* — условные обозначения.

Эту схему иногда называют схемой совпадения. Встречаются и другие названия: ключ «И», схема логического умножения, так как для нее справедливы следующие правила:

$$1 \cdot 0 = 0, \qquad 0 \cdot 1 = 0,$$

$$0 \cdot 0 = 0, \qquad 1 \cdot 1 = 1.$$

Схема «ИЛИ» тоже может иметь два и более входов и один выход. Однако управляющий сигнал на выходе появляется при поступлении сигнала *или* на один, *или* на другие входы.

Эту схему еще называют собирательной, так как в ней происходит собирание сигналов, поступающих на различные входы. Иногда ее называют разделительной схемой, потому что сигнал с одного входа не может пройти на другой. С точки зрения математического

действия ее называют схемой логического сложения, в которой сложение осуществляется по следующему правилу:

$$0+1=1, \qquad 1+0=1,$$
$$0+0=0, \qquad 1+1=1.$$

Схемы «И» и «ИЛИ» можно построить на самых разнообразных приборах, например на транзисторах, диодах, магнитных элементах и др.

Последовательное соединение транзисторов (рис. 2-9, *а*) образует логическую цепочку «И», а при параллельном соединении транзисторов образуется логическая цепочка «ИЛИ» (рис. 2-9, *б*).

Рассмотренная схема «И» управляется сигналами отрицательной полярности и выдает на выходе сигнал положительного знака. Если

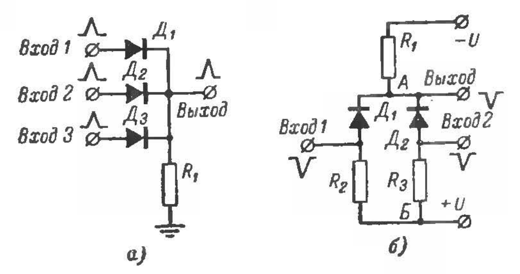



Рис. 2-10. Схемы логических цепочек на диодах.

*а* — «ИЛИ», *б* — «И» на двух диодах.

же в схеме на рис. 2-9, *б* каждый транзистор перевести в отпертое состояние путем подачи на базы транзисторов отрицательного напряжения, то получим схему «И», управляемую положительными импульсами.

Условные обозначения схемы «И» и «ИЛИ» приведены на рис. 2-9, *в*.

Как следует из рассмотренного в приведенных схемах, происходит инвертирование управляющих сигналов. Поэтому, когда это является нежелательным, приведенные схемы должны быть дополнены каскадом, производящим повторное инвертирование выходиого сигнала.

Схемы «ИЛИ» и «И» можно построить и на диодах. Схема «ИЛИ», собранная на диодах, приведена на рис. 2-10, *а*. При поступлении на какой-либо из входов сигнала положительного знака соответствующий диод, включенный в проводящем направлении, пропускает этот сигнал и на сопротивлении нагрузки $R_1$ появляется сигнал положительного знака. Остальные диоды в схеме «ИЛИ» при этом выполняют роль разделительных — они отделяют выходную цепь от других входных цепей.

На рис. 2-10, *б* приведена схема «И», собранная на диодах. Сопротивления схемы (рис. 2-10, *б*) выбираются такими, чтобы выполнялось условие $R_1 \gg R_2 = R_3$. Тогда за счет тока, протекающего через диоды $Д_1$ и $Д_2$, все напряжение источника питания падает на сопротивлении резистора $R_1$. При этом выходное напряжение практически отсутствует.

При одновременной подаче на оба входа сигналов отрицательной полярности, несколько превышающих по амплитуде напряжение источника питания $U$, диоды $Д_1$ и $Д_2$ запираются и напряжение на выходе становится равным напряжению источника питания, т. е. на выходе появляется сигнал отрицательного знака. При поступлении сигнала только на один вход запирается один соответствующий диод, а другой диод остается отпертым, в силу чего сопротивление между точками $А$ и $Б$ остается малым, изменения потенциала точки $А$ не наблюдается и сигнал на выход отсутствует.

Схемы логических цепочек «И» и «ИЛИ» на диодах обладают тем недостатком, что сигналы, проходящие через них, значительно

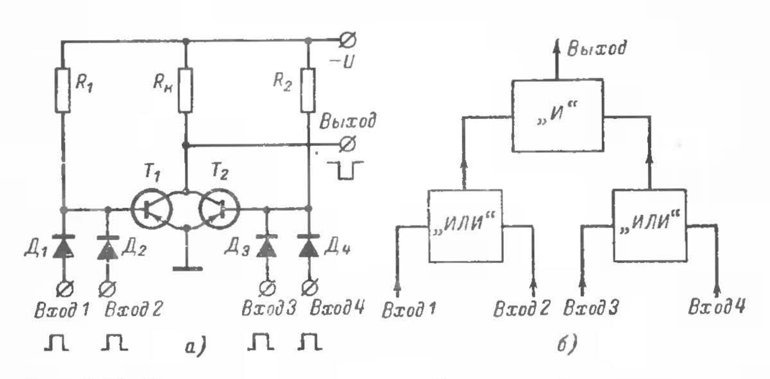



Рис. 2-11. Схема последовательного (каскадного) включения логических цепочек, собранных на диодах и транзисторах (*а*), и ее блок-схема (*б*).

ослабляются. Это обстоятельство не позволяет осуществлять каскадные соединения различных логических цепочек, в особенности при использовании низковольтных источников питания. От указанного недостатка свободны схемы, собранные на транзисторах. Однако последние по сравнению с диодами сравнительно дороги. Поэтому при каскадном соединении целесообразно применять комбинированное соединение диодов и транзисторов. Одна из таких схем представлена на рис. 2-11, *а*, где последовательно с каждым входом схемы «И», собранной на транзисторах, включены схемы «ИЛИ» на диодах (блок-схема изображена на рис. 2-11, *б*).

Схема «НЕ» имеет только вход и выход. Она по существу выполняет роль логического отрицания.

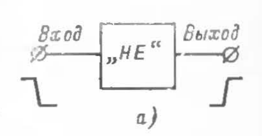
Если на вход такого элемента сигнал не подается, то на выходе его сигнал есть. Если же есть сигнал на входе, то на выходе он отсутствует (т. е. если на вход подан отрицательный сигнал, то на выходе он станет «НЕ» отрицательным, и наоборот). Эту схему часто называют инвертором, так как она переворачивает фазу входного сигнала на 180°. Условное обозначение схемы инвертора приведено на рис. 2-12, *а*.

В качестве инвертора обычно используют транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером (рис. 2-12, *б*). В отсутствии управляющего сигнала транзистор заперт положительным смещением $U_{см}$,

подаваемым через резистор $R_2$. С коллектора транзистора поступает сигнал отрицательной полярности. При поступлении входного сигнала отрицательной полярности транзистор отпирается и выходной сигнал выключается, выполняя тем самым логическую операцию «НЕ».

Комбинируя тремя основными схемами, можно построить другие логические схемы. Так, на основе этих схем строятся широко распространенные схемы «ЗАПРЕТ» и схемы «НЕСОВПАДЕНИЙ».

Схема «ЗАПРЕТ» служит для запрещения прохождения сигналов, поступающих в какое-либо устройство. В общем случае она имеет $n$ входов основных и один вход вспомогательный, на который подается запрещающий сигнал. Условное обозначение схемы «ЗАПРЕТ» на два входа показано на рис. 2-13, *а*. На этом рисунке для указания запрещающего входа использована сдвоенная стрелка.



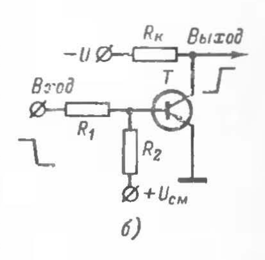




Рис. 2-12. Логический элемент «НЕ».

*а* — условное обозначение; *б* — принципиальная схема.

Устройство «ЗАПРЕТ» составляется из схем «И» и «НЕ», которые затем соединяются так, как показано на рис. 2-13, *б*. Запрещающий сигнал подается на схему «НЕ», а управляющий сигнал — на вход схемы «И». В отсутствии запрещающего сигнала со схемы «НЕ» на один из входов «И» поступает разрешающий сигнал. Следовательно, если в это время на *вход 1* поступит управляющий сигнал, то он свободно пройдет через схему «И» и в то же время не будет проходить при поступлении запрещающего сигнала.

На рис. 2-13, *в* показана одна из возможных принципиальных схем «ЗАПРЕТ». В ней в отсутствие запрещающего сигнала, поступающего на *вход 2*, основной сигнал, поступающий на *вход 1*, проходит через резистор $R$ на выход схемы. При поступлении запрещающего сигнала на *вход 2* транзистор открывается и шунтирует выход основного сигнала, чем и осуществляется запрещение сигнала, поступающего на *вход 1*. Для нормальной работы устройства необходимо, чтобы запрещающий импульс перекрывал по длительности входной импульс. В противном случае на выходе устройства появится ложный импульс, который нарушит работу последующих устройств.

Схема «НЕСОВПАДЕНИЯ» имеет два входа и один выход. Импульс появляется на выходе устройства только тогда, когда подается импульс на один из входов. Если же импульсы подаются на оба входа, то выходной сигнал отсутствует. Реализуемую данным устройством логическую операцию часто называют «ИЛИ—НЕТ» или «ИСКЛЮЧЕННОЕ ИЛИ». Условное обозначение схемы показано на рис. 2-14, *а*, на котором также показаны два варианта блок-схем рассматриваемого устройства.

Если сигнал поступает только на один из входов устройства (рис. 2-14, *б*), то он проходит через ячейку «ИЛИ» и запрещающее устройство. Если же сигналы подаются на оба входа, то появляется сигнал на выходе ячейки «И», который запрещает прохождение сигнала, поступающего с ячейки «ИЛИ». Во втором варианте (рис.

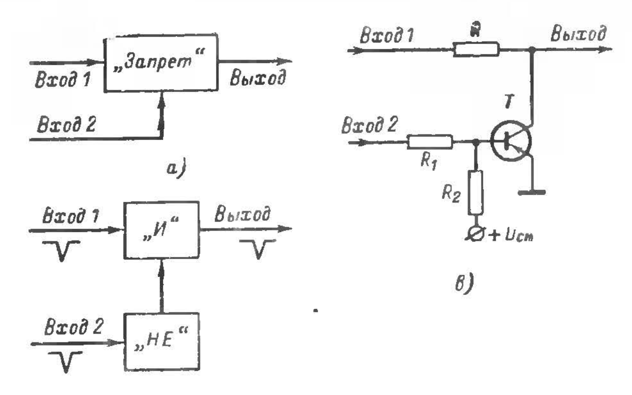



Рис. 2-13. Схема «ЗАПРЕТ» на транзисторе.

*а* — условное обозначение; *б* — блок-схема; *в* — приципиальная схема.

Рис. 2-14. Схема «ИЛИ—НЕТ».

*а* — условное обозначение; *б* — блок-схема; *в* — то же второй вариант; *г* —принципиальная схема.

2-14, *в*) управляющие сигналы при их раздельном поступлении проходят соответственно через «ЗАПРЕТ 1» и «ЗАПРЕТ 2». При одновременном поступлении сигналов на оба входа происходит их взаимное запрещение.

Один из возможных вариантов принципиальной схемы приведен на рис. 2-14, *г*, который состоит из двух схем «Запрет», объединенных между собой диодами $Д_1$ и $Д_2$.

По существу схема «ИЛИ — НЕТ» является сумматором по модулю два, так как для нее справедливы следующие правила суммирования:

$$X + 0 = X, \qquad X + 1 = \overline{X},$$

$$X + X = 0. \qquad X + \overline{X} = 1,$$

где знак + означает сложение по модулю два, а черта сверху — замену символа на противоположное значение (инвертирование). $X$ может принимать значение двоичного «0» или «1».

## 2-4. Схемы логических устройств, выполненных на магнитных элементах

Прежде чем рассмотреть принципы построения схем, выполняющих логические операции, рассмотрим способы разветвления информации в схемах на магнитных элементах.

**Схемы разветвления** служат для передачи информации с выхода одного магнитного элемента одновременно на ряд других элементов.

Разветвление информации можно осуществлять как параллельным, так и последовательным включением входов тех устройств, на которые поступает «разветвляемая» информация. На рис. 2-15, *а*

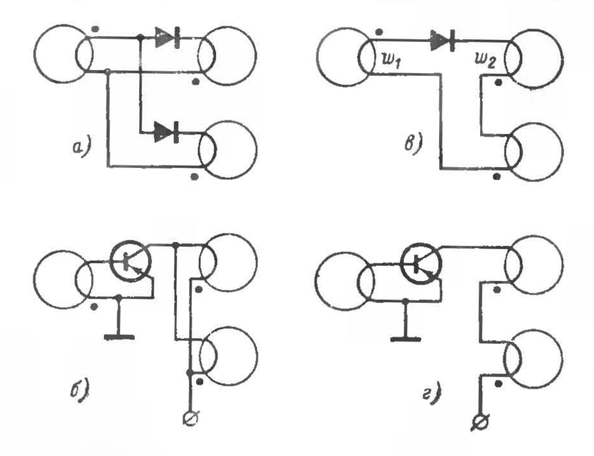



Рис. 2-15. Схемы разветвления информации в магнитных элементах.

*а* — параллельное разветвление для ФДЯ; *б* — то же, для ФТЯ; *в* — последовательное разветвление для ФДЯ; *г* — то же для ФТЯ.

показано параллельное разветвление выходного сигнала ФДЯ на два канала, а на рис. 2-15, *б* то же для ФТЯ. Следует сразу же отметить, что параллельное разветвление является нежелательным, в особенности для феррит-диодных схем, так как из-за разброса параметров сердечников и диодов один из принимающих сердечников может перемагнититься раньше других, сопротивление входной обмотки этого сердечника резко уменьшится и в результате остальные принимающие сердечника будут перемагничены неполностью. В феррит-транзисторных ячейках параллельное разветвление приводит к усложнению схем, а именно: необходимо наматывать дополнительные обмотки, затрудняется введение обратной связи.

От этих недостатков свободны схемы с последовательным разветвлением, показанные на рис. 15, *в* для ФДЯ и на рис. 15, *г* для ФТЯ.

Как при параллельном, так и при последовательном соединении разветвительная ячейка должна обладать достаточной выходной мощностью, необходимой для приведения в действие нескольких других ячеек. Обычно с одной ячейки информацию разветвляют на две-три другие подобные ячейки. При разветвлениях на большее число каналов необходимо значительно повышать мощность разветвительной ячейки. Так, для феррит-диодных ячеек это достигается за счет увеличения числа витков входной и выходной обмоток и числа витков тактовой обмотки, а для феррит-транзисторных ячеек — за счет увеличения коллекторного тока или напряжения.

В табл. 1-1 приведены данные для ФДЯ, включенных по схеме, изображенной на рис. 2-15, *в*, рассчитанных на частоту повторения тактовых импульсов около 200 *кгц* и допускающих разветвление на $x$ принимающих сердечников. Материал сердечников — феррит марки 0,16ВТ, размерами 3×2×1,3 *мм*.

Таблица 1-1

**Данные для феррит-диодных ячеек, включенных по схеме, изображенной на рис. 2-15, *в***

| $x$ | $W_1$ | $W_2$ | $I_{ти}\ W_{ти}$, *ab* |
|---|---|---|---|
| 1 | 4 | 27 | 4 |
| 2 | 3 | 37 | 7 |
| 3 | 2 | 52 | 14 |

Для ФТЯ, выполненных на тех же сердечниках, могут быть рекомендованы следующие данные:

1. Для ячеек без обратной связи (см. рис. 1-14, *а*) входная обмотка 5 *витков*, тактовая — 8 *витков* и базовая — 12 *витков*, $R_к$=120 *ом* и $U$=15 *в*. Транзисторы типа МП16А.

2. Для схемы с обратной связью (рис. 2-15, *а*) входная, тактовая и обмотка обратной связи по 8 *витков*, а базовая 15 *витков*, $R_к$=82 *ома*, $U$=12 *в*. Транзисторы типа МП16А.

Обе ФТЯ рассчитаны на частоту повторения тактовых импульсов порядка 100 *кгц* и допускают разветвление информации на 3—4 аналогичные другие ячейки.

Приведенные данные получены из расчетов, которые пока основываются на целом ряде допущений. В силу этого они являются лишь первым приближением для изготовления опытных образцов, на которых затем производится окончательное уточнение приведенных данных.

**Датчики «1».** Во многих устройствах на магнитных элементах требуется получить непрерывную последовательность импульсов (обычно с частотой тактовых импульсов *ТИ*), по форме таких же, как поступают с выхода переключающейся ячейки. Для этой цели чаще всего используют обычный сердечник с постоянным подмагничиванием (рис. 2-16, *а*). Этим подмагничиванием сердечник переводится в состояние «1», и поэтому при поступлении *ТИ* в выходной обмотке индуктируется напряжение.

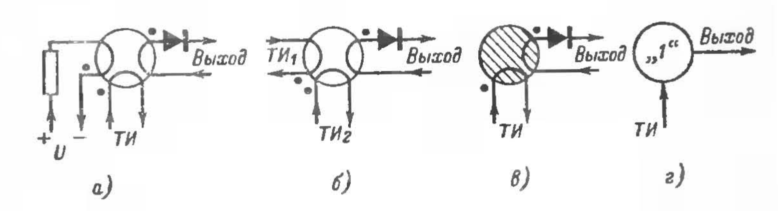



Рис. 2-16. Датчики «1».

*а* — схема с подмагничиванием; *б* — схема, питаемая от двух источников ТИ; *в* — схема с оксиферовым сердечником; *г* — условное обозначение.

Данная схема является неэкономичной, так как для подмагничивания непрерывно расходуется энергия от источника питания. Кроме того, *ТИ* не только перемагничивает сердечник в состояние «0», но при этом также должен преодолевать ампер-витки подмагничивания. От этих недостатков свободна схема, питаемая от двух *ТИ* (рис. 2-16, *б*). Для однотактных схем в качестве датчика «1» используют оксиферовый сердечник (рис. 2-16, *в*), который имеет непрямоугольную петлю гистерезиса. Условное обозначение датчика «1» показано на рис. 2-16, *г*.

**Схемы «ЗАПРЕТ».** Они могут быть построены на различных принципах, например, на принципе компенсации магнитных потоков, компенсации выходного напряжения при помощи дополнительного сердечника с обмотками, на принципе запирания транзистора в ФТЯ и на других.

Рассмотрим работу схемы, основанную на первом принципе (рис. 2-17, *а*). Допустим, что сердечник входным сигналом $I_1$ переведен в состояние «1». Тогда при поступлении тактового импульса $I_3$ сердечник перемагнитится в состояние «0» и на выходной обмотке появится сигнал $I_2$. Если надо не допустить прохождения входного сигнала на выход схемы, то одновременно с входным сигналом на специальный вход подается запрещающий сигнал $I_1'$. Магнитный поток от запрещающего сигнала имеет направление, противоположное направлению магнитного потока, создаваемого входным сигналом. В результате сердечник под действием входного сигнала не перемагнитится, и, следовательно, управляющий сигнал на выходе отсутствует.

Следует иметь в виду, что в этой схеме через цепь запрета может проходить обратный поток информации на предыдущие устройства управления. Условное обозначение схемы «ЗАПРЕТ», основанной на компенсации магнитного потока, показано на рис. 2-17, *б*.

Схема «ЗАПРЕТ», основанная на компенсации выходного напряжения, приведена на рис. 2-17, *в*. В ней при подаче входного сигнала перемагничивается только основной сердечник *А*. При одновременном поступлении входного и запрещающего сигналов перемагничива-

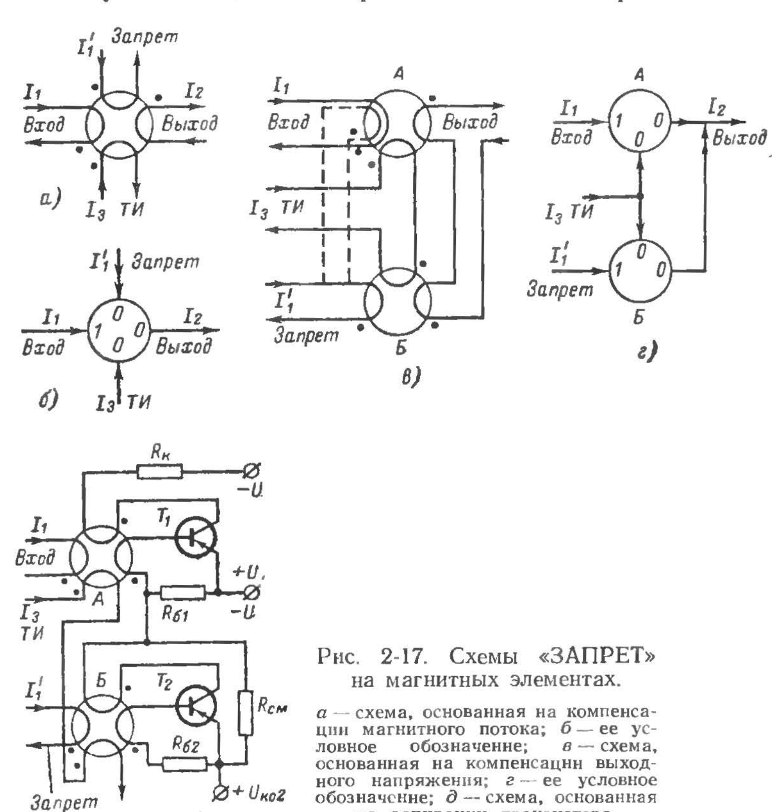



Рис. 2-17. Схемы «ЗАПРЕТ» на магнитных элементах.

*а* — схема, основанная на компенсации магнитного потока; *б* — ее условное обозначение; *в* — схема, основанная на компенсации выходного напряжения; *г* — ее условное обозначение; *д* — схема, основанная на запирании транзистора.

ются основной и дополнительный сердечники. Возникающие при этом в выходных обмотках э. д. с. компенсируют друг друга.

Недостатком этой схемы является возможность возникновения напряжения помехи во время перемагничивания запрещающего сердечника при отсутствии входного сигнала. Чтобы устранить этот недостаток, необходимо последовательно с входной обмоткой запрещающего сердечника включать такую же обмотку на основном сердечнике, как показано пунктиром на рис. 2-17, *в*. Тогда сердечник *А*

также будет перемагничиваться в состояние «1», и в результате этого будет происходить компенсация напряжения как при записи, так и при считывании «1».

Достоинство схемы «ЗАПРЕТ», основанной на компенсации напряжения, состоит в том, что в ней запрещающий сердечник является также сердечником компенсации помех.

Условное обозначение схемы «ЗАПРЕТ», основанной на компенсации выходного напряжения, приведено на рис. 2-17, *г*.

В ФТЯ «ЗАПРЕТ» можно выполнить любым из рассмотренных способов. Однако наиболее удобно и достаточно надежно запреще-

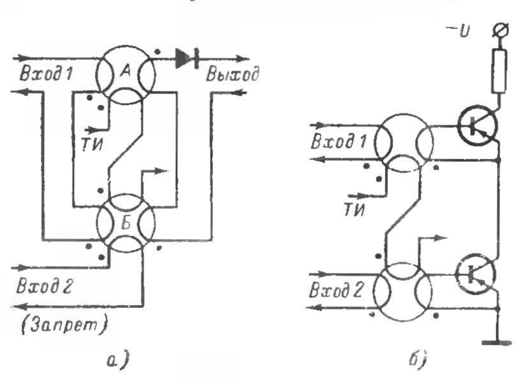



Рис. 2-18. Схемы «И».

*а* — на феррит-диодных ячейках; *б* — на феррит-транзисторных ячейках.

ние осуществляется по методу запирания транзистора основной ячейки *А* (рис. 2-17, *д*) током вспомогательной ячейки *Б*. Этот способ требует двух источников коллекторного питания.

В исходном состоянии на $T_1$ подано небольшое, 0,1—0,2 *в*, положительное смещение, снимаемое с делителя, состоящего из резисторов $R_{б1}$ и $R_{см}$. На ячейку *Б* смещение не подается, поэтому длительность импульса, генерируемого этой ячейкой, оказывается большей, чем в ячейке *А*, что является весьма желательным для работы схемы «ЗАПРЕТ». Если одновременно с током $I_1$ поступает ток $I'_1$, то при считывании током $I_3$ транзистор $T_1$ запирается и тем самым осуществляется запрещение сигнала $I_1$.

В случае, если имеется только один источник питания, вместо $R_{б1}$ устанавливается резистор $R_э$ последовательно с эмиттером $T_1$, который в свою очередь является коллекторным сопротивлением для ячейки *Б*. Падением напряжения на $R_э$ и осуществляется запирание транзистора $T_1$.

**Схемы «НЕ».** Схемы инверторов получаются путем добавления к основному входу схемы «ЗАПРЕТ» (рис. 2-17) датчика «1». Тогда при наличии сигнала на запрещающем входе сигнал на выходе будет отсутствовать (и наоборот), поэтому, так же как и в схеме «НЕ», будет иметь место переворачивание фазы сигнала, поступающего на запрещающий вход, который в этом случае становится управляющим.

**Схема совпадения**, реализующая логическую операцию «И», выполненная на ФДЯ, приведена на рис. 2-18, *а*. При поступлении сигнала только на *вход 1* записываются «1» в оба сердечника, следовательно сердечник *Б* осуществит «ЗАПРЕТ», основанный на компенсации выходного напряжения. При поступлении сигнала только на *вход 2* сигнал на выходе тоже будет отсутствовать, так как сигнал на выходе сердечника *Б* имеет по отношению к диоду обратную полярность. И только при одновременном поступлении входных сигналов в сердечнике *Б* произойдет «ЗАПРЕТ», основанный на компенсации магнитных потоков, и тогда сигнал, считанный с сердечника *А*, пройдет на выход.

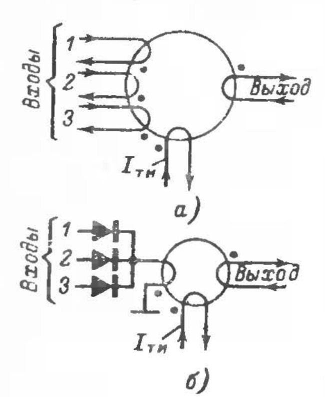



Рис. 2-19. Собирательная схема «ИЛИ».

*а* — с разделенными входными обмотками; *б* — с разделением входов посредством диодов.

Схемы «И» на ФТЯ осуществляются путем последовательного соединения ячеек (рис. 2-18, *б*).

**Собирательная схема.** Схема, реализующая логическую операцию «ИЛИ», образуется добавлением входных обмоток к сердечнику (рис. 2-19, *а*) или путем параллельного присоединения входов к одной обмотке через диоды (рис. 2-19, *б*), исключающие взаимное влияние между входами.

Работает схема следующим образом. Допустим, что на один из входов или на несколько входов одновременно поступила информация. Тогда в сердечнике записывается «1» (исходным состоянием является «0»). При поступлении тактового импульса $I_{т.и}$ сердечник возвращается в исходное состояние. При этом на выходе схемы появится сигнал положительной полярности.

**Схема несовпадения**, реализующая логическую операцию «ИЛИ—НЕТ» для двух несовпадений, основанная на компенсации магнитных потоков, приведена на рис. 2-20, *а*. Допустим, что информация поступила на *вход 1*. Тогда в сердечнике *А* запишется «1», а в сердечнике *Б* — «0». При поступлении тактового импульса сердечник *А* придет в исходное состояние и выдаст управляющий сигнал. Если же сигналы поступят на оба входа, тогда на каждый вход сердечников *А* и *Б* поступят как основной, так и запрещающий сигналы. Состояние сердечников не изменяется. Сигнал на выходе будет отсутствовать. Таким образом выполняется логическая операция «НЕТ».

Другой вариант схемы «ИЛИ—НЕТ», основанный на компенсации выходного напряжения, приведен на рис. 2-20, *б*. При поступлении информации на *вход 1* считанная информация проходит через диод $Д_2$, а при поступлении информации на *вход 2* — через диод $Д_1$. При поступлении информации одновременно на оба входа перемагничиваются оба сердечника.

Напряжения, индуктируемые в выходных обмотках при поступлении тактового импульса, взаимно компенсируются, и сигнал на входе отсутствует.

**Схема получения обратного кода.** Предположим, что с выхода регистра сдвига снимается последовательность импульсов, соответствующая двоичному числу 1001 («1» — наличие выходного сигнала, «0» — отсутствие сигнала). От этого кода, называемого прямым, должен переключаться, например, триггер *Тг*. От «1» триггер сработает, а от «0» не сработает. Поэтому, чтобы переключение триггера происходило как от «1» (в одно устойчивое состояние), так и от «0» (в другое устойчивое состояние), необходимо на один из его входов подать прямой код, а на другой — обратный. Для приведенного числа обратным кодом является число 0110.

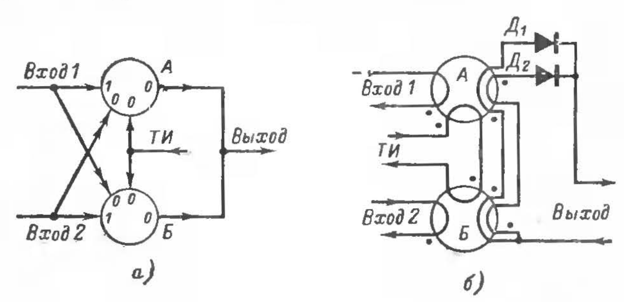



Рис. 2-20. Схема «ИЛИ — НЕТ», основанная на компенсации магнитных потоков (*а*) и компенсации выходного напряжения (*б*).

Схема получения обратного кода изображена на рис. 2-21. Собственно, указанная схема состоит из сердечников *Б*, *В* и *Г*. Сердечник *А* является выходным сердечником какого-либо устройства. При отсутствии входного сигнала также отсутствуют сигналы и на выходах сердечников *А* и *В*. В то же время с датчика «1» (сердечник *Б*) непрерывно поступают сигналы, которые переводят сердечник *Г* в состояние «1». При поступлении $ТИ_2$ с выхода последнего поступает сигнал (обратный код), который воздействует на правую сторону триггера *Тг*.

При поступлении входного сигнала происходит перемагничивание сердечника *А*. Возникающее на его выходе от тактового импульса напряжение посылает в сердечник *Г* запрещающий сигнал и в то же время записывает «1» в сердечник *В*. В результате переключения сердечника *Г* от датчика «1» не происходит. Импульс напряжения, появляющийся на выходе сердечника *В* (прямой код), поступает на левую сторону триггера.

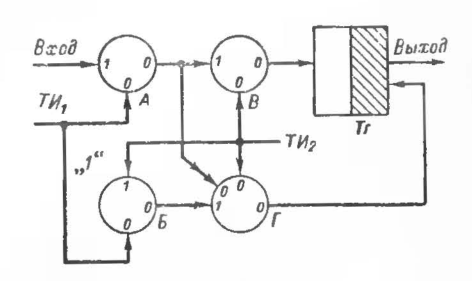
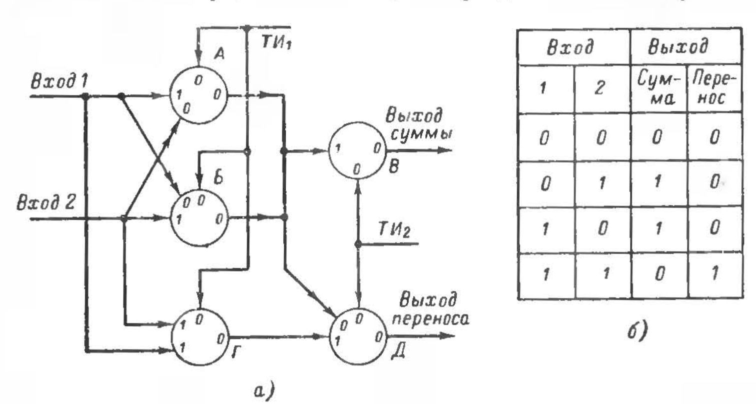



Рис. 2-21. Схема получения обратного кода.

Таким образом, с помощью датчика «1» и схемы «ЗАПРЕТ» полу-

чен обратный код двоичного числа, который в свою очередь позволил совместно с триггером *Тг* преобразовать импульсные сигналы «0» и «1» в посылки длительностью $t=1/f_{т.и2}$, где $f_{т.и2}$ — частота повторения импульсов $ТИ_2$.

**Одноразрядный сумматор**, предназначенный для суммирования двоичных чисел, может быть выполнен по схеме, изображенной на рис. 2-22, *а*. Он состоит из схемы «ИЛИ—НЕТ», образованной сердечниками *А*, *Б* и *В* и схемы «И», образованной сердечниками *Г* и *Д*. Сложение чисел осуществляется за два периода тактовых импульсов.




| Вход | | Выход | |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | Сумма | Перенос |
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |

Рис. 2-22. Одноразрядный сумматор.

*а* — блок-схема; *б* — таблица, поясняющая работу схемы.

Схема имеет два входа *1* и *2*, по которым поступают числа (сигналы), подлежащие суммированию, и два выхода, на одном из которых получается «сумма», а на другом — «перенос» в старший разряд. Работа схемы аналогична работе рассмотренных схем «И» и «ИЛИ—НЕТ», выходной результат которой показан на рис. 2-22, *б*.

## *Глава третья*

# УСТРОЙСТВА С ДВУМЯ УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ — ТРИГГЕРЫ

### 3-1. Введение

Триггер является самым широко распространенным элементом цифровой техники. По существу, трудно найти устройство дискретного действия, где не были бы использованы триггеры. Они выполняют роль формирующих и запоминающих устройств, используются в счетных устройствах, в регистрах сдвига, в логических схемах и ряде других случаев.

Под термином «триггер» понимается схема, имеющая два устойчивых состояния и переходящая из одного в другое посредством внешнего сигнала. После такого перехода новое устойчивое состоя-

ние сохраняется до тех пор, пока другой внешний сигнал не изменит его. Таким образом, триггер является логическим элементом с запоминанием.

В настоящее время разработано множество различных схем триггеров. Однако все они разделяются на два основных типа — динамические и потенциальные.

В динамическом триггере на одном из его выходов сигнал появляется только в момент переключения триггера из одного устойчивого состояния в другое, а в потенциальном — непрерывно, пока не будет произведено следующее переключение.

К потенциальным триггерам относятся схемы, выполненные на транзисторах, тиратронах и других приборах. К динамическим триггерам обычно относятся схемы, выполненные на магнитных элементах. Они часто выполняются так, что в одном из устойчивых состояний с выхода триггера непрерывно поступает последовательность коротких импульсов, а в другом состоянии эта последовательность выключается.

## 3-2. Триггеры на транзисторах

Основой триггера являются логические элементы «НЕ» и «ИЛИ», у которых выход одного инвертора соединен через элемент «ИЛИ» со входом второго (рис. 3-1, *а*). Следовательно, если в такую схему поступит короткий импульс (сигнал «1»), допустим, на *вход 1*, то тогда на выходе «$НЕ_1$» получим сигнал «0», а со схемы «$НЕ_2$» сиг-

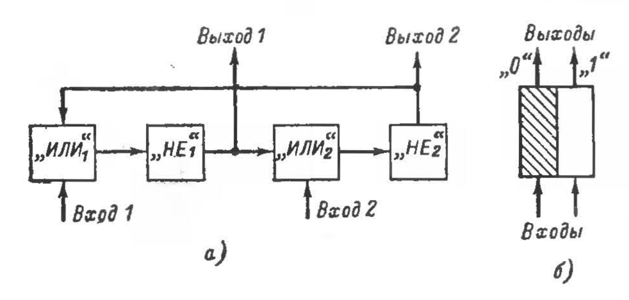



Рис. 3-1. Триггер.

*а* — блок-схема; *б* — условное обозначение.

нал «1». Последний будет удерживать «$НЕ_1$» в таком состоянии, в которое оно было переведено коротким управляющим сигналом, поступившим на *вход 1*. Таким образом, устройство будет находиться в одном из устойчивых состояний, в котором с *выхода 1* непрерывно поступает сигнал «*0*», а с *выхода 2* — сигнал «*1*».

При поступлении управляющего сигнала на *вход 2* триггер перейдет в другое устойчивое состояние. С *выхода 1* будет поступать сигнал «*1*», а с *выхода 2* — сигнал «*0*».

Условное обозначение триггера *Тг* приведено на рис. 3-1, *б*. Заштрихованная половина триггера соответствует инвертору, в котором транзистор находится в отпертом состоянии; незаштрихованная часть соответствует запертому транзистору. Стрелка, направленная

к триггеру, соответствует входу триггера или входной цепи управления; стрелка, выходящая из триггера, соответствует выходу. Следовательно, сигнал «1» в триггере присутствует только на одном выходе, в это же время на другом выходе обязательно присутствует сигнал «0».

По способу выполнения принципиальных схем триггеры разделяются на схемы с внешним смещением, с автоматическим смещением, без смещения, с непосредственной обратной связью, а с нелинейной обратной связью, позволяющей увеличить быстродействие триггера, и т. д.

Под быстродействием понимается скорость перехода триггера из одного устойчивого состояния в другое и количественно оценивается числом переключений, выполняемых триггером в единицу времени.

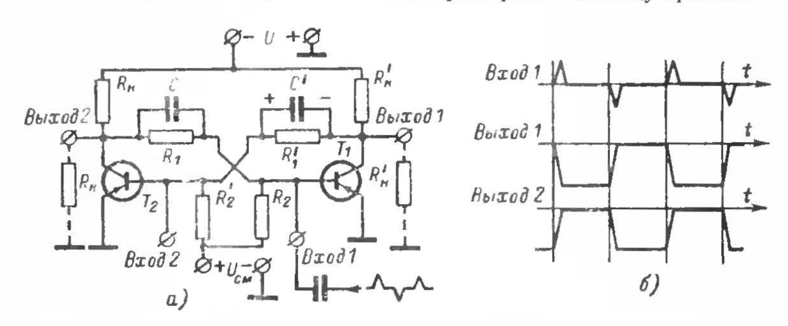



Рис. 3-2. Транзисторный триггер.

*а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы работы.

Наибольшее применение находят триггеры с внешним смещением (рис. 3-2, *а*). Они достаточно помехоустойчивы и экономичны по питанию, тогда как триггеры без смещения неустойчиво работают при положительной температуре. В триггерах с автоматическим смещением на выходной сигнал «0» накладывается напряжение смещения, что создает значительные трудности при построении логических схем и, кроме того, в делителе напряжения, необходимом для получения автоматического смещения, происходят значительные потери энергии.

Повышение быстродействия триггеров в настоящее время наиболее просто достигается за счет применения высокочастотных транзисторов или путем перехода на другой тип переключающего прибора, например на туннельные диоды.

В приведенной схеме триггера всегда один транзистор отперт, а другой заперт. Например, если левый транзистор $T_2$ отперт, то с делителя напряжения $R_1$, $R_2$, включенного между коллектором транзистора $T_2$ и источником положительного смещения, на базу транзистора $T_1$ подается положительный потенциал, который запирает этот транзистор. Напряжение с коллектора транзистора $T_1$, почти равное отрицательному напряжению источника питания, поступает через делитель напряжения $R_1'$, $R_2'$ на базу транзистора $T_2$ и тем самым надежно его отпирает. Таким образом, схема находится в одном из устойчивых состояний.

Для переключения схемы в другое устойчивое состояние необходимо приложить к базе запертого транзистора короткий отрицательный импульс или к базе отпертого транзистора — положительный импульс. Если запускающие импульсы имеют периодическую повторяемость, такую, как показано на рис. 3-2, *б*, то с выходов триггера получим почти прямоугольные колебания. Конденсаторы $C$ и $C'$ служат для ускорения процесса переключения триггера из одного состояния в другое. Происходит это следующим образом. Допустим, что транзистор $T_1$ находится в запертом состоянии, тогда конденсатор $C'$ будет находиться под потенциалом, указанным на схеме. При отпирании транзистора $T_1$ обкладка конденсатора с отрицательным зарядом подсоединяется к общему проводу. Следовательно к базе отпертого транзистора $T_2$ прикладывается положительный потенциал, который по мере разряда конденсатора $C'$ производит ускоренное рассасывание неосновных носителей, накопившихся в этом транзисторе. Таким образом повышается быстродействие триггера. Однако в общем конденсатор является не обязательным.

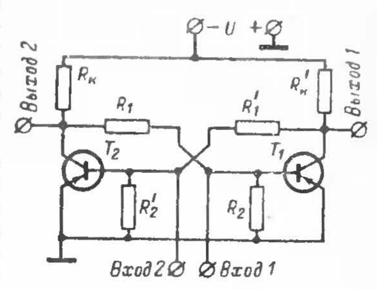


Рис. 3-3. Триггер без смещения.

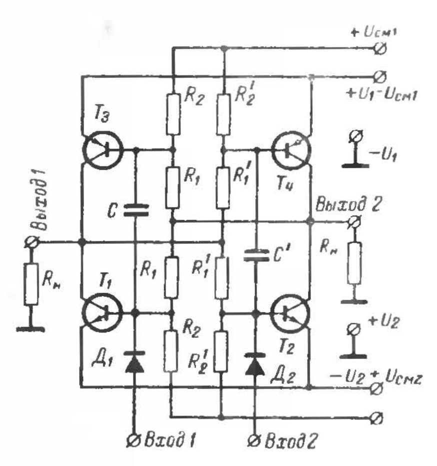


Рис. 3-4. Триггер с повышенным к. п. д.

При выборе ускоряющих конденсаторов следует иметь в виду, что чрезмерное увеличение их емкости приводит к нежелательным последствиям. Во-первых, уменьшается помехозащищенность триггера (см. § 4-4). Во-вторых, за счет тока заряда ускоряющего конденсатора уменьшается крутизна перепада импульса, который возникает на коллекторе транзистора, переходящего в запертое состояние. Для транзисторов МП16—МП16Б величину $C$ следует выбирать в пределах 100—500 *пф*.

Автоматическое смещение для симметричных триггеров ($R_к = R'_к$) осуществляется за счет включения между зажимом $+U_{см}$ и общим проводом резистора, на котором и происходит падение напряжения, равное необходимому напряжению смещения. При этом зажим $+U_{см}$ становится общим проводом схемы.

Возможность построения триггера без смещения основывается на наличии во входной вольт-амперной характеристике транзистора (за-

висимости тока базы от напряжения, прикладываемого между базой и эмиттером) некоторой нелинейности. Благодаря этому если на базу транзистора и подается незначительное минусовое напряжение с коллектора отпертого транзистора (порядка 0,2—0,3 *в*), то транзистор практически остается в запертом состоянии. Схема триггера без смещения показана на рис. 3-3. Резисторы $R_2$ и $R_2'$ служат для уменьшения начального тока транзисторов ($I_{к.нач}$). К числу недостатков схемы следует отнести большее потребление энергии от источника питания и в несколько раз меньшую скорость переключения. Последнее вызвано более глубоким насыщением транзисторов, которое необходимо для уменьшения остаточного напряжения на отпертом транзисторе при работе триггера в широком диапазоне рабочих температур.

Рассмотренные триггеры из-за потерь, происходящих в резисторах $R_к$, обладают сравнительно низким к. п. д. и малой нагрузочной способностью. Один из способов устранения указанных недостатков состоит в замене резисторов в коллекторных цепях дополнительными транзисторами (рис. 3-4). В такой схеме два триггера, выполненные на транзисторах с разной структурой переходов *n-p-n* и *p-n-p*, соединены между собой как бы параллельно. В одном из устойчивых состояний проводят транзисторы $T_1$ и $T_4$, в другом — $T_2$ и $T_3$. Следовательно, основная часть коллекторного тока проходит через нагрузку, т. е. используется для полезных целей, и только незначительная часть, определяемая резисторами $R_1$, расходуется для удержания триггера в одном из устойчивых состояний. Переключение триггера можно осуществить за счет подачи на базы транзисторов $T_1$ и $T_2$ запускающих импульсов. Конденсаторы $C$ ускоряют процесс переключения. Обычно напряжения $U_1 = U_2$, а $U_{см1} = U_{см2}$. В данной схеме к. п. д. достигает 90%.

## 3-3. Способы запуска триггеров на транзисторах

Запуск (переключение) триггера может осуществляться различными способами. На рис. 3-2 показана схема для случая, когда запускающие импульсы различной полярности подаются на базу одного из транзисторов. При этом переход схемы из одного состояния в другое осуществляется поочередно, соответственно смене полярности поступающих импульсов.

Запуск схемы можно осуществлять также от двух независимых источников управляющих импульсов одинаковой полярности, подавая их поочередно через конденсаторы на базу каждого транзистора.

Запуск через разделительные конденсаторы имеет два существенных недостатка. В момент переключения триггера емкость разделительного конденсатора оказывается присоединенной параллельно входу транзистора, в результате чего процесс переключения замедляется. Кроме того, через разделительные конденсаторы может происходить обратное воздействие переключающего устройства на источник запускающих импульсов, нарушающее нормальную работу последнего.

Эти недостатки отсутствуют при запуске устройства через разделительные точечные германиевые или кремниевые диоды, подключаемые к коллекторам или базам транзисторов (рис. 3-5). В этом случае разделительный конденсатор оказывается подключенным к одному из транзисторов только в начале переключения.

Одновременное переключение группы триггеров (например, в исходное состояние) рекомендуется осуществлять при помощи общего дополнительного транзистора $T_3$, который в нормальном состоянии полностью отперт. При подаче на его базу положительного импульса транзистор запирается и разрывает цепь питания одного из транзисторов каждого триггера данной группы. Триггеры переходят в исходное состояние. На этом же рисунке показан наиболее эффективный способ включения усилительного транзистора $T_4$ (например, для питания электромагнита какого-либо устройства), при котором для усиления используется весь ток, протекающий по эмиттеру отпертого транзистора триггера.

В некоторых случаях запуск требуется осуществлять от каждого импульса, имеющего одну и ту же полярность, например при исполь-

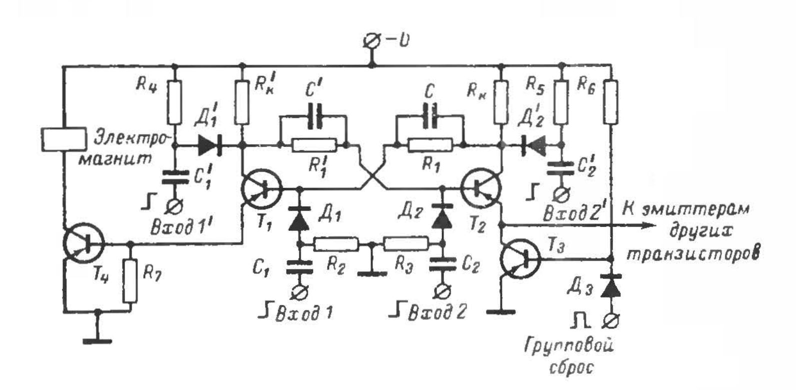



Рис. 3-5. К способу управления переключением триггера.

зовании триггера в качестве сумматора по модулю два[1], в качестве счетчика импульсов и др. В этих случаях управляющие импульсы подаются одновременно на оба входа триггера. Однако в этом случае необходимо принять меры, которые обеспечивали бы подачу запускающего сигнала только на один из соответствующих входов триггера.

Наиболее просто данный вопрос решается с помощью дополнительных устройств — управляемых ключей «$И_1$» и «$И_2$», которые включаются так, как показано на рис. 3-6, *а* Эти ключи и сам триггер на указанном рисунке управляются положительными сигналами. Следовательно, каждый счетный импульс будет направляться на базу отпертого транзистора.

Роль ключей выполняют диоды *Д* и *Д'* (рис. 3-6, *б*), каждый из которых запирается отрицательным потенциалом, поступающим с коллектора запертого транзистора через резисторы $R_3$ и $R'_3$. Поэтому незапертым диодом будет тот, который подсоединен к базе отпертого транзистора.

---

[1] Триггер со счетным входом в качестве сумматора по модулю два используется в тех случаях, когда суммируемые числа поступают в последовательном виде.

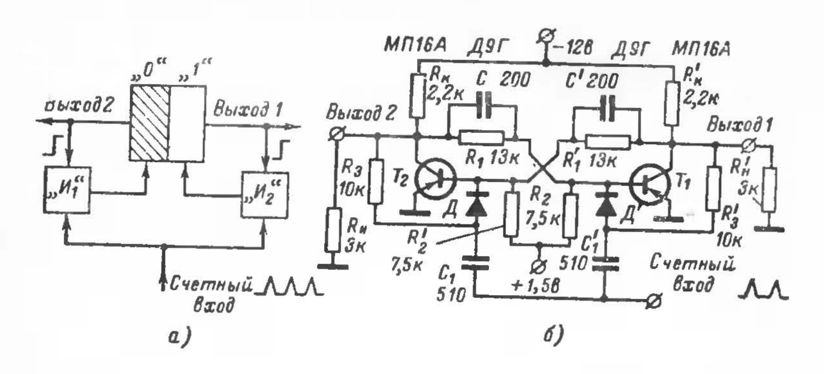



Рис. 3-6. Триггер со счетным входом.

*а* — блок-схема; *б* — принципиальная схема.

Известны и другие способы счетного запуска, однако рассмотренный способ является наиболее устойчивым и менее критичным к крутизне запускающих импульсов. Кроме того, ускоряющие емкости $C$ и $C'$ могут быть выключенными, так как их роль выполняют запускающие конденсаторы $C_1$ и $C_1'$. Благодаря этому резко повышается помехоустойчивость триггера.

## 3-4. Расчет триггеров на транзисторах

При расчете триггерных схем обычно бывает заданным выходное напряжение, отдаваемое триггером во внешнюю нагрузку, или напряжение источника, питающего триггер. Методика расчета триггера в обоих случаях остается в основном одной и той же, за исключением последовательности расчета. Поэтому сначала рассмотрим условия выбора величин элементов триггера, а затем на примере покажем порядок расчета триггера для первого и второго случаев.

Эквивалентные схемы для отпертого и запертого транзисторов триггера для схемы, изображенной на рис. 3-2, *а*, показаны на рис. 3-7, *а*, *б* соответственно. На этих схемах приняты обозначения:

$U$ — напряжение источника питания; $U_{\text{к}}$ — напряжение на коллекторе запертого транзистора по отношению к эмиттеру (выходное напряжение) или напряжение на внешней нагрузке $R_{\text{н}}$, равное $I_{\text{н}}R$ и $U_{\text{п}}$ — падение напряжения между коллектором и эмиттером отпертого транзистора; $U_{\text{см}}$ — напряжение источника смещения; $U_{\text{з}}$ — напряжение между базой и эмиттером запертого транзистора; $I_{\text{б}}$ — ток базы отпертого транзистора; $I_{\text{н}}$ — ток в нагрузке, подключенной к коллектору закрытого транзистора; $I_1$, $I_2$ и $I_3$ — токи в соответствующих резисторах делителей напряжения.

Чтобы произвести расчет триггера, необходимо выбрать величину тока коллектора $I_{\text{к}}$ отпертого транзистора. При этом исходят из следующих соображений.

Во-первых, чтобы не увеличивать значительно напряжение источника питания при наличии нагрузки по постоянному току $R_{\text{н}}$ на выходе триггера, а также исходя из условия минимума потребления

энергии от источника питания, ток $I_к$ должен быть больше или равен величине, определяемой уравнением

$$I_к \geqslant \frac{2,41 В_{ст} [I_н R_2 (U_к - U_з) + U_к U_з]}{R_2 [В_{ст} (U_к - U_з) - 2,41 U_к]} . \quad (3\text{-}1)$$

Коэффициент усиления $В_{ст}$ определяется по коллекторным характеристикам транзистора или при отсутствии таковых берется из паспорта транзистора.

Во-вторых, при изменении окружающей температуры у транзисторов значительно изменяется ток $I_{к0}$. Это заставляет выбирать достаточно низкоомную коллекторную нагрузку ($R_к$), чтобы падение напряжения на ней, обусловленное током $I_{к0}$, во всем диапазоне температурных изменений было мало по сравнению с перепадом на-

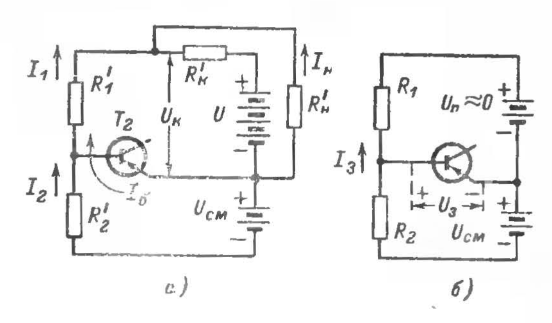



Рис. 3-7. Эквивалентные схемы для отпертого (*а*) и запертого (*б*) транзисторов триггера.

пряжения при переходе транзистора от запертого состояния к отпертому, иначе говоря, выбирать рабочий ток коллектора $I_к$ значительно превышающим величину тока $I_{к0}$, т. е.

$$I_к \geqslant (10 \div 20) I'_{к0}, \quad (3\text{-}2)$$

где $I'_{к0}$ — неуправляемый ток коллектора при наивысшей расчетной температуре, определяемый из уравнения (1-3).

В-третьих, ток коллектора не должен превышать и некоторой максимально допустимой величины

$$I_к \leqslant I_{к.макс}, \quad (3\text{-}3)$$

где $I_{к.макс}$ — максимально допустимый ток коллектора в режиме переключения, значение которого указывается в паспорте транзистора.

Напряжение на коллекторе запертого транзистора должно быть не более допустимого напряжения $U_{к.д}$ для выбранного типа транзистора, т. е.

$$U_к \leqslant U_{к.д}. \quad (3\text{-}4)$$

Величину запирающего напряжения $U_з$ следует выбирать как можно большей, так как при этом будет обеспечиваться надежная

работа триггера даже при значительном уменьшении коэффициента усиления транзисторов (например, при отрицательных температурах). Однако с увеличением запирающего напряжения возрастает мощность, потребляемая делителями напряжения триггера ($R_1$ и $R_2$). Наиболее приемлемая величина $U_з$, удовлетворяющая обоим условиям, составляет:

$$U_з \leqslant (0,2 \div 0,3)\, U_к. \tag{3-5}$$

Сопротивление резистора $R_2$ следует выбирать таким, чтобы ток $I_{к0}$, проходя через $R_2$ и запертый транзистор, не вызывал заметного изменения запирающего напряжения, т. е.

$$R_2 \approx \frac{0,2\,(U_к + U_з)}{I'_{к0}}. \tag{3-6}$$

Найденную по формуле (3-6) величину сопротивления следует округлять до ближайшего большего стандартного значения.

Величины напряжений источников питания и остальных резисторов триггера определяются по следующим формулам.

Напряжение смещения

$$U_{см} = \frac{U_з\,(R_2 I_к + U_к\,В_{ст})}{(U_к - U_з)\,В_{ст}}. \tag{3-7}$$

Резистор связи

$$R_1 = \frac{U_к\, R_2 В_{ст}}{I_к\, R_2 + U_{см}\, В_{ст}} \text{ или}$$

$$R_1 = \frac{U R_2 В_{ст}}{I_к\, R_2 + U_{см}\, В_{ст}} - R_к. \tag{3-8}$$

Величина сопротивления коллекторной нагрузки

$$R_к = \frac{R_1 R_н}{2,41\,(R_1 + R_н)}. \tag{3-9}$$

Напряжение источника питания

$$U = U_к + R_к \left(\frac{I_к}{В_{ст}} + I_н\right). \tag{3-10}$$

В случае применения автоматического смещения величина $R_э$ определяется по формуле

$$R_э = \frac{U_{см}}{I_к\left(1 + \frac{1}{В_{ст}}\right) + I_н}. \tag{3-11}$$

Напряжение источника питания в этом случае следует повысить на величину падения напряжения на сопротивлении автоматического смещения:

$$U' = U_{см} + U. \tag{3-12}$$

Чтобы определить минимально допустимый коэффициент усиления транзистора, найдем максимально допустимое падение напряже-

ния на открытом транзисторе, при котором триггер будет находиться еще в устойчивом состоянии:

$$U_{п.макс} = \frac{U_{см} R_1}{R_2}. \tag{3-13}$$

Тогда минимально допустимый коэффициент усиления транзистора составит:

$$B_{ст.мин} \geqslant \frac{I'_к R_1}{(U_к - U_{п.макс})}, \tag{3-14}$$

где $I'_к$ — ток коллектора транзистора, находящегося в новых условиях, т. е. в неполностью отпертом состоянии. Этот ток можно определить из следующего уравнения:

$$I'_к = \frac{U - U_{п.макс}}{R_к} - \frac{U_{п.макс}(R_н + R_1)}{R_н R_1}. \tag{3-15}$$

В случае, если заданным является напряжение коллекторного источника питания, то следует задаться необходимым выходным напряжением $U_к$, т. е. напряжением на запертом транзисторе, которое у триггера без внешней нагрузки может составлять 80—90% напряжения источника питания. У триггера с внешней нагрузкой такое высокое выходное напряжение обеспечить трудно, так как при этом заметно возрастает мощность, потребляемая триггером, а самое главное — резко возрастает ток коллектора отпертого транзистора. В этом случае выходное напряжение следует выбирать в пределах не более чем

$$U_к = (0{,}5 \div 0{,}7)\, U. \tag{3-16}$$

Ток $I_к$ находим, с одной стороны, из условия

$$I_к \geqslant \varphi I_н, \tag{3-17}$$

где коэффициент $\varphi$ определяем по графику, изображенному на рис. 3-8, и, с другой стороны, $I_к$ выбираем с учетом условий (3-2) и (3-4).

Сопротивление резистора коллекторной нагрузки составит:

$$R_к = \frac{U}{I_к}. \tag{3-18}$$

Для того чтобы определить сопротивление резистора $R_1$, необходимо предварительно найти ориентировочную величину $U_{см}$ по формуле

$$U_{см} \approx \frac{U_з U_к}{U_к - U_з}. \tag{3-19}$$

Поскольку при данном расчете некоторые величины выбирались ориентировочно, точное значение амплитуды выходных импульсов определяют по формуле

$$U_к = R_к \left[I_к - \left(I_н + \frac{U}{R_1 + R_к}\right)\right]. \tag{3-20}$$

Фактическую величину запирающего напряжения находим из соотношения

$$U_з = \frac{U_{см} R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (3\text{-}21)$$

Минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов, при котором триггер еще будет работать, можно определить из уравнения (3-14).

Рассмотрим вопрос выбора величины коллекторного тока и сопротивлений резисторов связи $R_1$ для триггера без смещения (рис. 3-3). Поскольку в таком триггере на базу запертого транзистора не подается запирающее напряжение, то протекание тока $I_{к0}$ по эмиттеру вызывает приотпирание транзисторов и тем самым как бы увеличивает ток утечки транзистора в $B_{ст}$ раз. В этом случае уравнение (3-2) можно записать в следующем виде:

$$I_к \geqslant (5 \div 10)\, I'_{к0}\, B_{ст}. \qquad (3\text{-}22)$$

Сопротивление резистора $R_1$ может быть определено по формуле

$$R_1 \leqslant \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}(B_{ст} - 1). \qquad (3\text{-}23)$$

При отсутствии внешней нагрузки ($R_н = \infty$)

$$R_1 \leqslant R_к (B_{ст} - 1). \qquad (3\text{-}24)$$

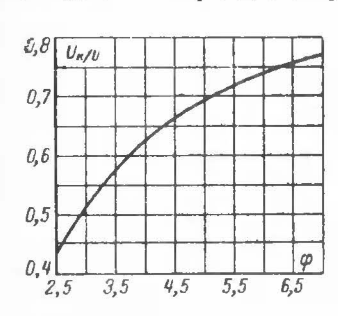


Рис. 3-8. Зависимость коэффициента φ от отношения $U_к/U$.

Для работы триггера при температурах свыше 40° С рекомендуется включать между базой и эмиттером резистор $R_2$ с сопротивлением порядка 0,5—1 *ком*, уменьшающий приотпирание транзистора током утечки.

В остальном расчет схемы осуществляется аналогично рассмотренному выше.

Перейдем к рассмотрению числовых примеров расчета триггеров для случая, когда задано напряжение, получаемое с триггера на внешней нагрузке, и для случая, когда заданным является напряжение источника питания.

**Пример 1**. Требуется рассчитать триггер на транзисторах МП16А, схема которого приведена на рис. 3-2. Задано: предельная температура окружающей среды $t' = 60°$ С, $R_н = 5$ *ком*, $I_н = 2$ *ма*, $U_к = 10$ *в* (напряжение на внешней нагрузке).

1. Из паспорта транзистора находим: $B_{ст} = 30$, $I_{к0} = 25$ *мка* при $U_к = 15$ *в* и $t = 20°$ С. Считая, что ток $I_{к0}$ изменяется почти пропорционально напряжению (см. § 12-1), найдем, что при $U_к = 10$ *в* $I_{к0}$ составит 18 *мка*. Предельно допустимая величина коллекторного напряжения $U_{к.д}$ при непрерывной работе равна 15 *в*, $I_{к.макс} = 50$ *ма*.

2. Из уравнения (3-5) определяем запирающее напряжение

$$U_з = 0{,}2 \cdot 10 = 2\ в.$$

3. Из уравнения (1-3) находим:

$$I'_{к0} = 18 \cdot 10^{-3} \cdot 2^{\frac{60-20}{10}} \approx 0,3 \text{ ма}.$$

4. По формуле (3-6) находим:

$$R_2 = \frac{0,2(10+2)}{0,3} = 8 \text{ ком}.$$

Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2=8,2$ *ком.*

5. Из уравнений (3-1) и (3-2) определяем приближенное значение тока $I_к$, который должен быть равен, с одной стороны,

$$I_к \geqslant \frac{2 \cdot 41 \cdot 30 [2 \cdot 8,2 (10-2) + 10 \cdot 2]}{8,2 [30(10-2) - 2,41 \cdot 10]} \approx 6,5 \text{ ма}$$

и с другой — $I_к \geqslant 10 \cdot 0,3 \div 20 \cdot 0,3 = 3 \div 6$ *ма.*

Принимаем $I_к = 6,5$ *ма* и проверяем, выполняется ли условие (3-3).

6. Зная $B'^{*}_{ст}$ и приближенное значение $I_к$, находим из графика, изображенного на рис. 1-5, коэффициент $K$ и определяем коэффициент усиления транзистора с учетом $I_к$:

$$B'_{ст} = KB_{ст} = 0,96 \cdot 30 \approx 28.$$

7. По формуле (3-1) находим точное значение тока коллектора:

$$I_к = 6,6 \text{ ма}.$$

8. По формуле (3-7) определяем напряжение источника смещения:

$$U_{см} = \frac{2(8,2 \cdot 6,6 + 10 \cdot 28)}{(10-2)28} = 3 \text{ в}.$$

9. По формулам (3-8) и (3-9) находим сопротивления резисторов:

$$R_1 \leqslant \frac{10 \cdot 8,2 \cdot 28}{6,6 \cdot 8,2 + 3 \cdot 28} \approx 16 \text{ ком};$$

$$R_к = \frac{16 \cdot 5}{2,41(16+5)} \approx 1,5 \text{ ком}.$$

10. Определяем по формуле (3-10) напряжение источника коллекторного питания:

$$U = 10 + 1,5\left(\frac{6,6}{28} + 2\right) \approx 13 \text{ в}.$$

11. В случае применения автоматического смещения сопротивление резистора $R_э$ определяем по формуле (3-11):

$$R_э = \frac{3}{6,6\left(1+\frac{1}{28}\right)+2} \approx 330 \text{ ом}.$$

---

* В расчетах при токах коллектора до 10—15 *ма* изменение $B_{ст}$ можно не учитывать. Однако в данном примере изменение $B_{ст}$ учитывается с целью показать, как пользоваться графиком на рис. 1-5.

12. Напряжение источника питания составит:

$$U' = 13 + 3 = 16 \text{ в}.$$

13. На основании формул (3-13), (3-14) и (3-15) находим минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов:

$$U_{\text{п.макс}} = \frac{3 \cdot 16}{8,2} = 5,8 \text{ в};$$

$$I'_{\text{к}} = \frac{13 - 5,8}{1,5} - \frac{5,8(5 + 16)}{5 \cdot 16} = 3,3 \text{ ма};$$

$$B_{\text{ст.мин}} \geqslant \frac{3,3 \cdot 16}{10 - 5,8} = 12,5.$$

В случае несимметричной схемы ($R_{\text{н}} \neq R'_{\text{н}}$), а также при разных коэффициентах усиления транзистора каждое плечо схемы рассчитывается отдельно.

Схема, изображенная на рис. 3-2, *а* и рассчитанная по приведенным выше формулам, надежно работает от импульсов отрицательной полярности с амплитудой 18 *в* и от импульсов положительной полярности — с амплитудой 15 *в*. Запуск раздельный по входам *1* и *2* (через конденсаторы емкостью 510 *пф*), длительность запускающих импульсов 0,1 *мсек*.

При включении параллельно резисторам $R_1$, $R'_1$ ускоряющих конденсаторов $C_1$, $C'_1$ емкостью 510 *пф* амплитуда отрицательных запускающих импульсов может быть уменьшена до 8 *в* и положительных до 5 *в*, а при длительности запускающих импульсов более 1 *мсек* амплитуда импульсов может составить 5 и 3 *в* соответственно.

**Пример 2.** Необходимо рассчитать триггер, схема которого приведена на рис. 3-2 на транзисторах МП16А. Задано: предельная температура окружающей среды 60° С, ток внешней нагрузки $I_{\text{н}} = 2$ *ма*, напряжение источника питания $U = 12$ *в*, напряжение на выходе триггера должно быть не менее 0,5 *U*.

1. Из паспорта транзистора находим: $B_{\text{ст}} = 30$, $I_{\text{к0}} = 25$ *мка* при $U_{\text{к}} = 15$ *в* и $t = 20°$ С, $U_{\text{к.д}} = 15$ *в*, $I_{\text{к.макс}} = 50$ *ма*.

2. По формуле (3-16) находим:

$$U_{\text{к}} = 0,5 \cdot 12 = 6 \text{ в}.$$

3. По формуле (1-3) определяем $I'_{\text{к0}}$ и, одновременно учитывая зависимость $I_{\text{к0}}$ от напряжения коллектор—эмиттер (см. § 12-1), находим:

$$I'_{\text{к0}} = 25 \cdot \frac{6}{15} \cdot 10^{-3} \cdot 2^{\frac{60-20}{10}} \approx 0,2 \text{ ма}.$$

4. Из графика на рис. 3-7 находим по отношению $U_{\text{к}}/U$ коэффициент φ:

$$\varphi = 2,8$$

и по формулам (3-2) и (3-17) определяем, с одной стороны, $I_{\text{к}} \geqslant 10 \cdot 0,2 = 2$ *ма* и, с другой, — $I_{\text{к}} \geqslant 2,8 \cdot 2 = 5,6$ *ма*. Принимаем $I_{\text{к}} = 5,6$ *ма* и проверяем, выполняется ли условие (3-3):

$$5,6 < 50.$$

5. По формуле (3-5) находим:

$$U_з = 0,2 \cdot 6 = 1,2 \text{ в}.$$

6. Определяем по формуле (3-6) сопротивление резистора $R_2$:

$$R_2 = \frac{0,2\,(6+1,2)}{0,2} = 7,2 \text{ ком}.$$

Выбираем ближайшее стандартное значение 7,5 *ком.*

7. По формуле (3-19) находим:

$$U_{см} = \frac{1,2 \cdot 6}{6-1,2} = 1,5 \text{ в}.$$

8. По графику, изображенному на рис. 1-5, находим $B'_{ст}$ при $I_к = 5,6$ *ма*:

$$B'_{ст} = B_{ст} \cdot K = 30 \cdot 0,98 \approx 29.$$

9. Определяем по формулам (3-18) и (3-8):

$$R_к = \frac{12}{5,6} \approx 2,2 \text{ ком};$$

$$R_1 \leqslant \frac{6 \cdot 7,2 \cdot 29}{5,6 \cdot 7,2 + 1,5 \cdot 29} \approx 13 \text{ ком}.$$

10. По уравнению (3-20) проверяем выполнимость требований, предъявляемых к амплитуде выходных импульсов:

$$U_к = 2,2\left[5,6 - \left(2 + \frac{12}{13+2,2}\right)\right] = 6,2 \text{ в};$$

$$6,2 > 0,5\,U = 6 \text{ в}.$$

11. Фактическую величину запирающего напряжения определяем по формуле (3-21):

$$U_з = \frac{1,5 \cdot 13}{13+7,2} \approx 1 \text{ в}.$$

12. По формулам (3-13), (3-14) и (3-15) находим минимально допустимый коэффициент усиления транзисторов:

$$U_{п\text{-}макс} = \frac{1,5 \cdot 13}{7,2} = 2,7 \text{ в}.$$

$$I'_к = \frac{12-2,7}{2,2} - \frac{\left(\frac{6,2}{2} + 13\right)}{\frac{6,2}{2} \cdot 13} = 3,8 \text{ ма};$$

$$B_{ст\text{-}мин} \geqslant \frac{3,8 \cdot 13}{6,2-2,7} = 14.$$

Приведенные выше примеры показывают, что триггеры, рассчитанные по данной методике, не критичны к величине коэффициента усиления транзисторов ($B_{ст}$). Однако необходимо отметить, что при отклонении $B_{ст}$ от расчетного значения чувствительность триггера изменяется. При увеличении $B_{ст}$ чувствительность триггера уменьшается, так как происходит более сильное насыщение транзистора, находящегося в открытом состоянии. При уменьшении $B_{ст}$ чувствительность триггера увеличивается, т. е. для его переключения требуется меньшая амплитуда запускающих импульсов. При значении $B_{ст} = B_{ст.мин}$ триггер теряет способность переключаться. Практически это наступает значительно раньше, примерно при 1,5 $B_{ст.мин}$, так как чувствительность триггера становится такой, что он начинает срабатывать от весьма незначительных импульсов помех.

Если триггер должен работать при отрицательных температурах порядка 40—50° С, то при расчете необходимо учитывать уменьшение коэффициента усиления транзисторов с понижением окружающей температуры.

## 3-5. Триггер с эмиттерной связью

Триггер с эмиттерной связью, называемый иногда триггером Шмитта, является регенеративным усилителем с пороговыми свойствами. Благодаря этому он широко используется для получения прямоугольных колебаний из медленно меняющихся сигналов и для различения амплитуды сигналов.

Одна из практических схем триггера, управляемого отрицательными сигналами, приведена на рис. 3-9, *а*. Триггер имеет два состояния, различимых по величине выходных напряжений (на коллекторе $T_2$). Пока отрицательное входное напряжение мало по абсолютной величине, $T_1$ заперт положительным смещением, получаемым на резисторе $R_4$ за счет протекания коллекторного тока полностью отпертого транзистора $T_2$. Выходное напряжение $U_{вых}$ определяется в основном падением напряжения на резисторе $R_4$ (рис. 3-9, *б*).

Как только входное отрицательное напряжение достигает некоторого уровня, достаточного для противодействия положительному смещению, создаваемому на $R_4$, происходит отпирание транзистора $T_1$, а это в свою очередь приводит к запиранию транзистора $T_2$, а следовательно, и к уменьшению запирающего напряжения, создаваемого на $R_4$. За счет этого регенеративного действия, создаваемого внутренней положительной обратной связью, образованной резисторами $R_3$ и $R_4$, происходит быстрое отпирание транзистора $T_1$ и запирание транзистора $T_2$.

При уменьшении амплитуды управляющего сигнала до некоторого уровня происходит развитие процесса в обратном направлении, триггер возвращается в исходное состояние.

Следует отметить, что порог срабатывания $U_{ср}$ триггера и порог отпускания $U_{отп}$ будут различными, т. е. триггер с эмиттерной связью имеет гистерезисную характеристику. При этом порог срабатывания в незначительных пределах можно регулировать путем изменения запирающего напряжения $U_1$, изменяя величину сопротивления резистора $R_4$. Конденсатор $C$ служит для ускорения процесса запирания транзистора $T_2$.

Если необходимо осуществлять запуск триггера положительными сигналами, то на базу транзистора $T_1$ через соответствующий резистор подается отпирающее напряжение. От величины тока, про-

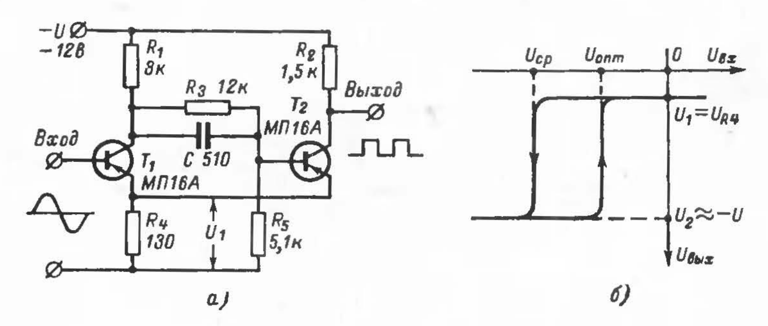



Рис. 3-9. Триггер с эмиттерной связью:
*а* — принципиальная схема; *б* — пусковая характеристика.

текающего по этому резистору, будет зависеть порог срабатывания триггера при управлении положительными сигналами.

В триггере, собранном по данной схеме, крутизна фронта и спада колебаний, получаемых на выходе, практически не зависит от скорости нарастания и спадания входного сигнала, а также и от его амплитуды, и в основном определяется частотными свойствами применяемых транзисторов. В частности, при использовании транзисторов типа МП16А крутизна фронта и спада прямоугольных колебаний составляет около 1,5—2 *мксек*.

## 3-6. Триггеры на тиратронах с холодным катодом

Основными вариантами триггеров, выполненных на двух тиратронах, являются триггер с общим анодным резистором и триггер с междуанодной емкостью. Они могут иметь как раздельные входы управления, так и счетный вход. Последнее образовывается простым объединением раздельных входов.

Рассмотрим работу триггера с общим анодным резистором $R_a$ (рис. 3-10, *а*). Допустим, горит тиратрон $Л_1$, его конденсатор $C_3$ заряжен, а $C_4$ разряжен. Пусковой импульс, поступающий на *вход 2*, зажигает $Л_2$. В этот момент в резисторе $R_a$ возникает дополнительное падение напряжения за счет заряда $C_4$ через вспыхнувшую лампу $Л_2$. В результате напряжение на $Л_1$ уменьшается и гасиет, а лампа $Л_2$ остается зажженной до прихода следующего импульса.

Триггеры с общим анодным резистором применяются, когда нужно получить большое изменение выходного напряжения — от 0—15 *в* до 50—150 *в*, т. е. в схемах с потенциальным управлением. Длительность фронта составляет около 200 *мксек*, что является весьма существенным недостатком.

Важным достоинством схемы является то, что она не критична к выбору напряжения источника питания $U_a$. Оно может быть любой величиной, лишь бы большей, чем потенциал горения между анодом и катодом. Если напряжение взято слишком большое, то при включении питания загорится только один тиратрон — тот, у которого меньше потенциал зажигания, и, таким образом, в схеме автоматически установится необходимое для работы напряжение.

В тригере с междуанодной емкостью (рис. 3-10, *б*) напряжение источника анодного питания выбирается величиной меньшей, чем напряжение зажигания между анодом и катодом тиратрона, но в то же время большим, чем напряжение, необходимое для горения тиратрона. Следовательно, тиратроны зажигаются только с поступлением управляющих сигналов.

Допустим, горит тиратрон $Л_1$, между анодом и катодом устанавливается напряжение горения, а напряжение на аноде непроводящего тиратрона равно напряжению источника питания. Импульс, поступающий на вход *2*, вызовет зажигание тиратрона $Л_2$, что при-

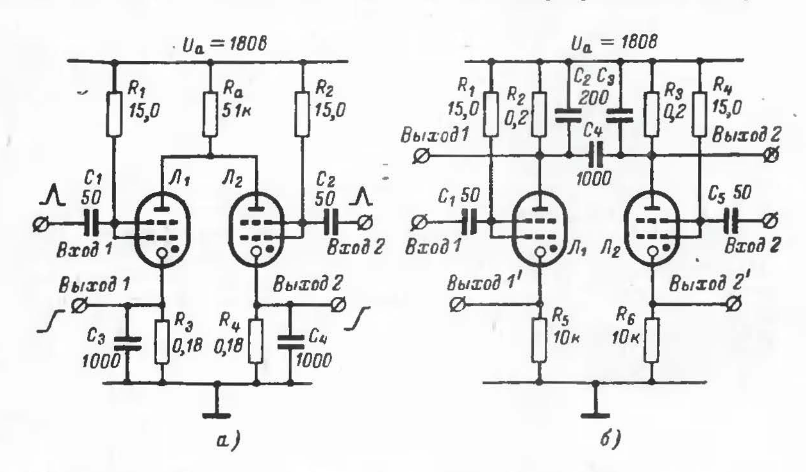



Рис. 3-10. Триггеры на тиратронах ТХ4Б в триодном включении.

*а* — с общим анодным резистором; *б* — с междуанодной емкостью.

водит к резкому уменьшению напряжения на его аноде до величины горения $U_г$. Этот отрицательный перепад напряжения передается через конденсатор $C_4$ на анод горящего тиратрона $Л_1$ и приводит к его погасанию.

Выходной сигнал можно снимать либо с анодов тиратронов, либо с их катодов. В последнем случае в катоды включаются резисторы небольшой величины, определяемой следующим соотношением:

$$R_{5(6)} = (0,1 - 0,05)\, R_{2(3)}. \qquad (3\text{-}25)$$

Обычно импульсы снимают с катодных резисторов, так как они имеют малую длительность фронта и большую амплитуду. Увеличение амплитуды достигается за счет шунтирования резисторов $R_2$ и $R_3$ конденсаторами $C_2$ и $C_3$.

### 3-7. Триггеры на магнитных элементах

Рассмотренные в § 1-4 двоичные элементы, выполненные на магнитных элементах, имеют существенный недостаток: при считывании информации происходит ее разрушение — стирание. Кроме того, невозможно вести непрерывный контроль за состоянием записанной

в двоичный элемент информации. В связи с этим возникает необходимость в устройствах, которые позволяли бы осуществлять многократное считывание записанной информации. Таким устройством может явиться триггер.

На магнитных элементах можно построить только динамические триггеры и также, как в обычных триггерах, с раздельными цепями управления — с двумя входами, так и со счетным входом.

В простейшем случае триггер выполняется из двух магнитных ячеек, «замкнутых в кольцо», так, как показано на рис. 3-11, *а*, который работает от двухтактного источника питания ($ТИ_1$ и $ТИ_2$).

При поступлении сигнала *Пуск* происходит запись «1» в сердечник *А*, которая под действием тактовых импульсов продолжает

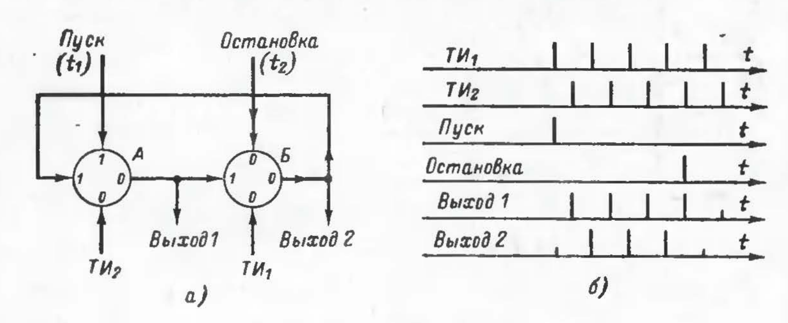



Рис. 3-11. Триггер на магнитных элементах.

*а* — схема; *б* — временные соотношения.

циркулировать в ячейках, замкнутых в кольцо. При поступлении сигнала *Остановка* происходит «ЗАПРЕТ» — стирание записываемой в это время в сердечник *Б* единицы. Триггер прекращает свою работу. Временные соотношения импульсов показаны на рис. 3-11, *б*.

Если необходимо иметь парафазные выходы, такие же как у обычного транзисторного триггера, то к рассмотренной схеме необходимо добавить управляемый датчик «1» (рис. 3-12, *а*).

Сигналом *Пуск* записывается «1» в кольцо, состоящее из сердечников *А* и *Б*. С этого момента начинает поступать последовательность импульсов с *выхода 1*. Одновременно этим же сигналом осуществляется запрещение записи «*1*» в сердечник *В*. Сигналы на *выходе 2* отсутствуют.

Сигналом *Остановка* производится запрещение циркуляции «1» в сердечниках *А* и *Б*. Следовательно, прекращается поступление запрещающего сигнала в сердечник *В*. В результате выключается последовательность импульсов на *выходе 1* и включается на *выходе 2* (рис. 3-12, *б*).

Рассмотренные схемы могут быть выполнены как на феррит-диодных, так и на феррит-транзисторных ячейках.

Триггеры со счетным входом на магнитных элементах, так же как и на транзисторах, должны переходить из одного устойчивого состояния в другое под действием каждого управляющего импульса. Одна из таких схем приведена на рис. 3-13, *а*. В ней сердечник *А* — датчик «1» выдает сигналы при поступлении каждого счетного им-

пульса. Если сердечник *Б* находился в состоянии «1», то от первого счетного импульса он перемагничивается в состояние «0» и выдает на транзистор *Т* запрещающий сигнал («ЗАПРЕТ», основанный на компенсации напряжения). При поступлении следующего счетного импульса состояние сердечника *Б* не изменяется, и тогда от сигнала, поступающего с сердечника *А*, транзистор отпирается, и сердечник *Б* перемагничивается в состояние «1» и, таким образом, выходной сигнал появляется в 2 раза реже входного (рис. 3-13, *б*).

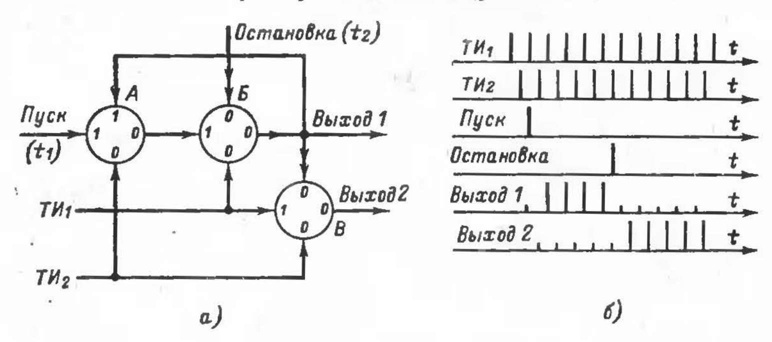



Рис. 3-12. Триггер на магнитных элементах с парафазными выходами.

*а* — схема; *б* — временные соотношения.

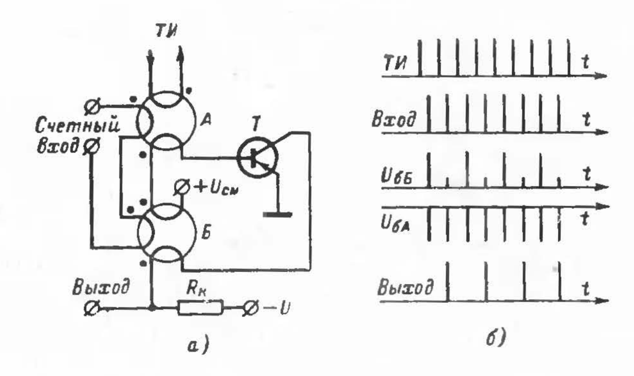



Рис. 3-13. Триггер со счетным выходом.

*а* — принципиальная схема; *б* — временные соотношения.

В данной схеме вместо *ТИ* можно использовать подмагничивание от коллекторного источника питания.

Рассмотрим другой вариант феррит-транзисторного триггера, который в последнее время широко применяется в счетных устройствах. Схема подобного устройства, состоящего из трех триггеров, каждый из которых выполнен на одном транзисторе и одном сердечнике, приведена на рис. 3-14. В ней на входе на всю цепочку триггеров добавляется один общий транзистор $T_1$.

Рассмотрим работу устройства. Допустим, что все триггерные ступени находятся в исходном состоянии — все сердечники перемагничены в состояние «0». Первый счетный импульс, поступающий на вход схемы, отпирает транзистор $T_1$. Через отпертый транзистор и обмотку *I* сердечника *1* протекает зарядный ток конденсатора $C_1$. Однако направление зарядного тока таково, что состояние этого и последующих сердечников не изменяется.

По окончании входного импульса транзистор $T_1$ запирается и конденсатор $C_1$, заряженный до напряжения источника питания (15 *в*), разряжаясь по цепи — обмотка *I* сердечника *1* и сопротивление $R_1$, перемагничивает сердечник *1* в состояние «1».

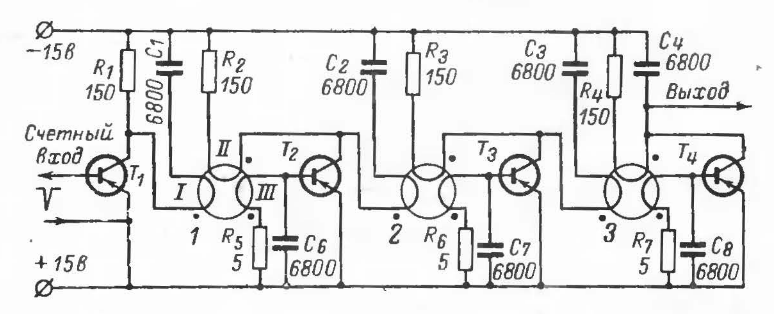



Рис. 3-14. Схема трехступенчатого счетчика на феррит-транзисторных триггерах с запретом за счет разрядного тока конденсатора.

При поступлении второго счетного импульса конденсатор $C_1$ вновь заряжается, и в этом случае зарядным током перемагничивается сердечник *1* из состояния «1» в состояние «0». Возникающим в обмотке *III* напряжением транзистор $T_2$ переводится в открытое состояние. Происходит заряд конденсатора $C_2$, относящегося ко второй счетной ступени, однако при этом состояние сердечника *2* не изменяется, так как он находился в состоянии «0». Когда транзисторы $T_1$ и $T_2$ начинают запираться, конденсатор $C_1$ разряжается через обмотку *I* сердечника *1* и резистор $R_1$; конденсатор $C_2$ разряжается через обмотку *I* сердечника *2*, обмотку *II* сердечника *1* и резистор $R_2$. Направления разрядных токов таковы, что магнитные поля в первом сердечнике вычитаются и сердечник остается перемагниченным в состояние «0», т. е. разрядным током конденсатора $C_2$ осуществляется запрет, основанный на компенсации магнитных потоков. В это время разрядным током конденсатора $C_2$ сердечник *2* перемагничивается в состояние «1». Таким образом выполняется условие работы схемы в счетном режиме.

Если на вход рассмотренной схемы будут поступать счетные импульсы, имеющие длительность, несколько превышающую время перемагничивания сердечников из состояния «0» в состояние «1», то конденсатор $C_2$ может не успевать заряжаться до напряжения источника питания и к тому же его разряд будет начинаться раньше, чем конденсатора $C_1$. В результате этого произойдет нарушение запрещающего действия разрядного тока конденсатора $C_2$. Чтобы исключить указанный недостаток, необходимо произвести расширение импульса, передаваемого на транзистор $T_2$. Последнее осуществляет-

ся интегрирующей цепочкой, состоящей из резистора $R_5$ и конденсатора $C_6$. Эта цепочка не увеличивает длительность фронта импульса, так как последняя в основном определяется регенеративными свойствами схемы, а увеличивает длительность спада импульса.

Вообще говоря, увеличение длительности импульса может быть вызвано также насыщением транзистора. Однако при наличии интегрирующей цепочки происходит некоторое сглаживание ложных сигналов, возникающих вследствие недостаточной прямоугольности петли гистерезиса магнитного сердечника.

Для схемы, изображенной на рис. 3-14, можно рекомендовать следующие данные (сердечники ферритовые типа 0,3ВТ или 0,16ВТ $d_н = 3$ *мм*): обмотка *I* — 15 витков, обмотка *II* — 20 витков и обмотка *III* — 15 витков.

*Глава четвертая*

# ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ТИПА МУЛЬТИВИБРАТОРА

## 4-1. Мультивибраторы

Мультивибратор является релаксационным генератором, вырабатывающим колебания прямоугольной формы. Обычно он применяется в устройствах автоматики в качестве автоматического переключателя. Схема мультивибратора приведена на рис. 4-1, *а*.

Пусть на оба транзистора подано напряжение питания. В симметричной схеме токи в обоих транзисторах вначале могут быть равны, однако неизбежно появление некоторой, пусть очень малой, несимметрии, например, за счет флуктуации.

Допустим, что коллекторный ток транзистора $T_2$ получил приращение. Очевидно, напряжение на коллекторе транзистора $T_2$ несколько понизится. Так как напряжение на конденсаторе связи $C$ не может мгновенно измениться, то при этом понизится отрицательное напряжение на базе транзистора $T_1$. Отрицательное напряжение на коллекторе транзистора $T_1$ повысится, что приведет к увеличению отрица-

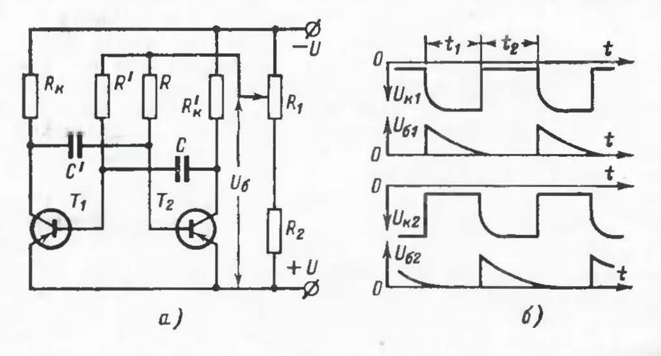
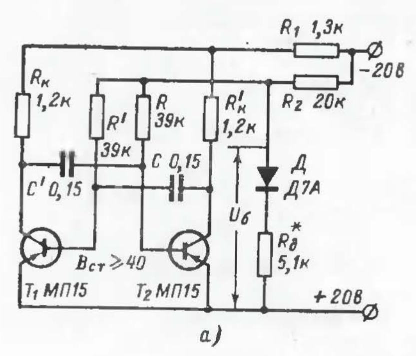



Рис. 4-1. Схема мультивибратора (*а*) и форма импульсов на электродах транзисторов (*б*).

тельного напряжения на базе транзистора $T_2$ и, следовательно, к дальнейшему росту его коллекторного тока.

Таким образом, возникающие в мультивибраторе процессы стремятся увеличить случайно появившуюся несимметрию. Эти процессы происходят очень быстро, и уже через промежуток времени, измеряемый долями микросекунды, транзистор $T_1$ окажется запертым, а $T_2$ отпертым.



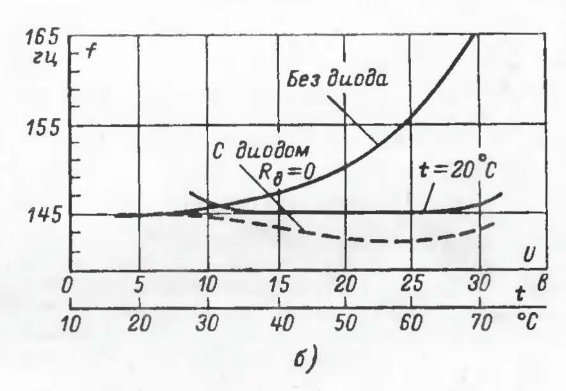




Рис. 4-2. Схема мультивибратора, стабилизированного по частоте (*а*), и график, показывающий изменение частоты от напряжения и температуры (*б*).

Схема остается в таком состоянии в течение определенного промежутка времени, пока происходит разряд конденсатора $C$ через проводящий транзистор $T_2$, резистор $R'$, потенциометр $R_1$ и источник питания $U$. В это время на базе транзистора $T_1$ поддерживается положительное напряжение. По мере разряда конденсатора это напряжение уменьшается и наконец становится почти равным нулю. При этом в транзисторе $T_1$ появляется коллекторный ток, который приводит к понижению отрицательного напряжения на базе транзистора $T_2$. Отрицательное напряжение на коллекторе $T_2$ повышается. Это

приращение напряжения передается через конденсатор $C$ на базу транзистора $T_1$, и его коллекторный ток еще более увеличивается. Процесс протекает лавинообразно, и схема с большой скоростью переходит в другое состояние.

В следующем цикле происходит разряд конденсатора $C'$, который завершается переходом устройства в первоначальное состояние, и т. д.

Расчет симметричного мультивибратора при заданном напряжении источника питания $U$ можно произвести по следующим формулам:

1. Сопротивление резистора

$$R_к = \frac{U}{I_к}, \tag{4-1}$$

где $I_к$ — определяется из уравнений (3-2) и (3-3).

2. Сопротивление резистора

$$R = 0,8\, B_{ст}\, R_к \frac{U_{б.мин}}{U}, \tag{4-2}$$

где $U_{б.мин}$ — минимальное напряжение источника, питающего базы транзистора.

3. Период колебаний симметричного мультивибратора

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln\left[\frac{U_б + U_к}{U_б}\right]. \tag{4-3}$$

Изменяя напряжение $U_б$, например, при помощи потенциометра $R_1$, можно изменять частоту мультивибратора.

При равенстве $U_к \approx U = U_б$ (так как $U_к = U - I_{к0} R_к \approx U$) период колебаний симметричного мультивибратора равен:

$$T = t_1 + t_2 \approx 1,38\, RC. \tag{4-4}$$

Приведенные формулы дают хорошее совпадение с экспериментом для частот ниже 10 *кгц*. При высоких частотах начинает заметно сказываться расход энергии конденсатора на удаление неосновных носителей в базе запирающегося транзистора.

Одним из достоинств мультивибратора, работающего с насыщением транзисторов, является устойчивость частоты при изменении напряжения питания.

К недостаткам относится частотная нестабильность при изменении температуры, объясняемая изменением обратного сопротивления между эмиттером и базой транзистора, которое включено параллельно разрядной цепи конденсатора $C$ и влияет на величину постоянной времени цепи разряда этого конденсатора. Этот недостаток устраняется при включении в схему стабилизирующего германиевого плоскостного диода (рис. 4-2, *а*), у которого с ростом температуры уменьшается обратное сопротивление. Это ведет к понижению напряжения $U_б$, подаваемого на базы транзисторов, и компенсирует тем самым уход частоты (на графике, изображенном на рис. 4-2, *б* пунктиром показан случай перекомпенсации). В качестве плоскостного диода можно использовать переход база — эмиттер транзисторов типа МП13—МП16.

Еще лучшая стабильность частоты получается при включении в схему, изображенную на рис. 4-2, шунтирующих резисторов с со-

противлением порядка 50 *ком* между базой и эмиттером каждого из транзисторов.

Максимальная частота, которую способен генерировать мультивибратор, существенно зависит от скорости восстановительного процесса, т. е. от времени заряда емкости $C$ от источника питания через резистор $R_к$. Это время в первом приближении может быть определено из следующего соотношения:

$$t_{восст} \approx 4R_к C. \qquad (4\text{-}5)$$

С учетом этого времени, а также времени рассасывания неосновных носителей, максимальная частота для мультивибратора на транзисторах МП16Б при $U$=10—15 *в* составляет около 150 *кгц*. При этом следует отметить, что мультивибратор хорошо синхронизируется внешними периодическими колебаниями.

### 4-2. Триггер с одним устойчивым состоянием

Если в мультивибраторе (рис. 4-1, *а*) одну из емкостных связей заменить резистивной, то получится триггер (рис. 4-3, *а*) с одним устойчивым состоянием (реактивный триггер). В устойчивом состоянии транзистор $T_2$, база которого соединена через резистор $R$ непосредственно с минусом источника питания, отперт, а транзистор $T_1$ заперт. В момент прихода отрицательного импульса на базу транзистора $T_1$ или положительного на базу $T_2$ триггер переходит в неустойчивое состояние. При этом транзистор $T_1$ начинает проводить ток, и изменение напряжения на его коллекторе передается через конденсатор $C_1$ на базу транзистора $T_2$. Нарастающий лавинообразный процесс, возникающий за счет обратной связи, приводит к полному запиранию транзистора $T_2$ и полному отпиранию $T_1$. В таком состоянии триггер будет находиться до тех пор, пока конденсатор $C_1$ не разрядится через коллектор отпертого транзистора $T_1$, резистор $R$ и входное сопротивление транзистора $T_2$.

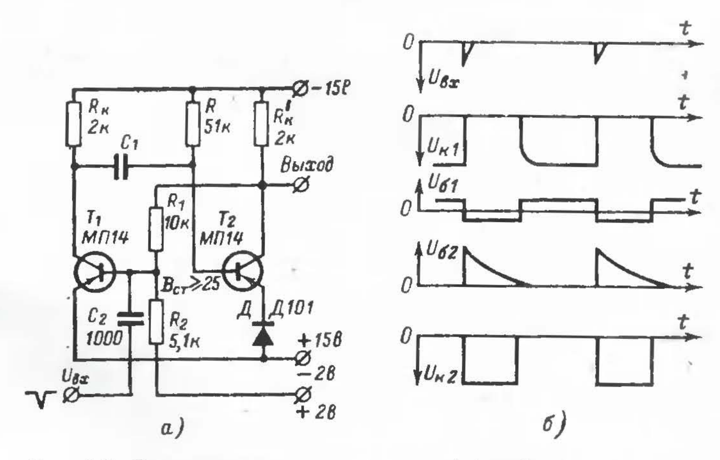


Рис. 4-3. Схема реактивного триггера (*а*) и форма импульсов на электродах транзисторов (*б*).

Как только конденсатор $C_1$ разрядится, на базе транзистора $T_2$ установится отрицательное напряжение, тогда этот транзистор отопрется и в свою очередь запрет транзистор $T_1$.

Таким образом, на выходе триггера создаются импульсы с крутыми фронтами: на коллекторе транзистора $T_2$ — отрицательные, а на коллекторе транзистора $T_1$ — положительные.

Поскольку реактивный триггер является комбинацией двух схем (обычного триггера и мультивибратора), то соответственно каждая часть схемы рассчитывается по приведенным выше формулам.

Форма импульсов на коллекторах и эмиттерах транзисторов показана на рис. 4-3, *б*. Минимальная длительность запускающих импульсов для триггеров на транзисторах МП14 и МП15 составляет 0,7—1,5 *мксек*.

В мультивибраторе и реактивном триггере при отпирании транзистора минусовая обкладка времязадающего конденсатора присоединяется к общему проводу. К переходу база — эмиттер запирающегося транзистора прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания, до которого был заряжен конденсатор. Это обстоятельство заставляет обращать внимание на допустимое напряжение между базой и эмиттером $U_{б.э}$. Если оно меньше, чем $U$, то следует включать между эмиттером и общим проводом диод $Д$ (рис. 4-3, *а*) с большим обратным сопротивлением, например кремниевый. Тогда большая часть напряжения будет падать на этом диоде, и тем самым обезопасится эмиттерный переход транзистора.

## 4-3. Способы улучшения формы импульсов в мультивибраторах

Форма колебаний, генерируемых мультивибратором, показана на рис. 4-1, *б*. Искажение формы импульсов при переходе транзистора из отпертого в запертое состояние происходит за счет падения напряжения на сопротивлении резистора $R_к$ при заряде конденсатора связи, т. е. за счет эффекта интегрирования. Для улучшения формы импульсов следует уменьшать сопротивление резистора $R_к$ и выбирать транзисторы с большим коэффициентом усиления $B_{ст}$. Этот способ дает лишь частичное уменьшение эффекта интегрирования. Полное же устранение этого эффекта можно получить в схеме мультивибратора с разделительными диодами в цепях коллекторов, приведенной на рис. 4-4, *а*. В этой схеме разряд конденсатора, например, $C_1$ происходит через разделительный диод $Д_2$ и открытый транзистор $T_2$, а заряд этого же конденсатора — через сопротивление $R_2$, но не через сопротивление $R_к'$.

Таким образом, в такой схеме процесс формирования фронта и спада импульсов в коллекторной цепи транзисторов протекает быстро и в основном определяется частотными свойствами транзисторов. Форма импульсов приведена на рис. 4-4, *б*.

Сопротивления зарядных резисторов $R_1$ и $R_2$ следует выбирать такими, при которых конденсатор, подсоединенный к запирающемуся транзистору, зарядился бы раньше, чем разрядится конденсатор, подсоединенный к отпертому транзистору, т. е.

$$R_1 = R_2 \approx (0,2 \div 0,3)\,R. \qquad (4\text{-}6)$$

Таким же способом можно улучшить форму импульса и в реактивном триггере.

В рассмотренной схеме, так же как и в обычной схеме мультивибратора, при подсоединении внешней емкостной нагрузки происходит

значительное замедление переходного процесса на запирающемся транзисторе за счет эффекта интегрирования, создаваемого емкостной нагрузкой, и, кроме того, увеличивается время восстановления заряда конденсатора

От этого недостатка свободна схема, приведенная на рис. 4-5, в основу которой положен триггер без коллекторных резисторов (см. рис. 3-4). Мультивибратор содержит две пары транзисторов с различными типами проводимости (транзисторы $T_1$ и $T_2$ типа *p-n-p*, а $T_3$ и $T_4$ типа *n-p-n*). Базы и коллекторы соединяются попарно конденсаторами связи $C_1$, $C_2$, $C_3$, $C_4$, величины которых определяют дли-

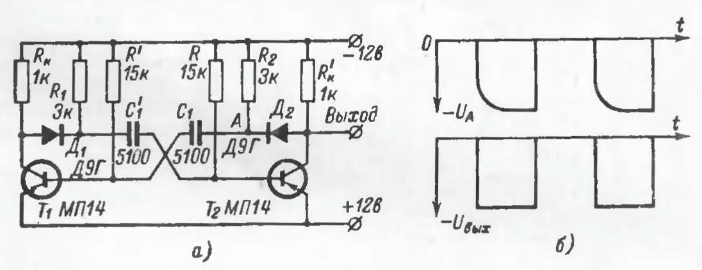



Рис. 4-4. Схема мультивибратора с разделительными диодами (*а*) и форма импульсов на выходе и в точке *A* (*б*).

тельности импульсов, генерируемых мультивибратором. Базы транзисторов $T_1$ и $T_2$ через сопротивления резисторов $R_1$ и $R_2$ связаны с отрицательным зажимом источника питания, а базы транзисторов $T_3$ и $T_4$ с положительным зажимом.

В отпертом состоянии находятся одновременно два из четырех транзисторов: транзисторы $T_1$ и $T_4$ или транзисторы $T_2$ и $T_3$. Малое время переходных процессов, происходящих на коллекторах транзисторов, обеспечивается разрядом конденсаторов связи в процессе регенерации через малые сопротивления отпертых транзисторов, образующих разрядную цепь. Это и обусловливает малые величины выходных сопротивлений схемы и позволяет присоединять к ее выходу несколько схем с небольшими входными сопротивлениями, не вызывая существенного изменения формы сигналов.

Схема с приведенными на рис. 4-5 величинами элементов генерирует почти прямоугольные импульсы с частотой повторения около 500 *гц*. Уход частоты при изменении напряжения питания на ±5 *в* составляет 3 *гц*; потребляемый схемой ток при напряжении питания 12 *в* равен 3,5 *ма*. При подключении к выходу схемы емкостной нагрузки порядка 50 *пф* ухудшения формы фронтов почти не наблюдается.

В тех случаях, когда парафазный выход не нужен, т. е. необходимо иметь не два выхода, а один, то в схеме, изображенной на рис. 4-5, один из четырех транзисторов (любой) может быть заменен резистором сопротивлением порядка 1,5—2 *ком*, которое включается между проводами, идущими к коллектору и эмиттеру заменяемого транзистора. Благодаря этому уменьшается число транзисторов в схеме при той же нагрузочной способности.

Если в рассмотренном мультивибраторе одну из связей по переменному току ($C_1$ и $C_4$ или $C_2$ и $C_3$) заменить связью по постоянному

току, такой же как в триггере, изображенном на рис. 3-4, т. е. соответствующими резисторами, то получим схему с одним устойчивым состоянием — реактивный триггер, обладающий свойствами триггера (рис. 3-4) и мультивибратора (рис. 4-5).

Другой способ, существенно улучшающий форму выходного импульса и в то же время сокращающий время восстановления заряда конденсатора $C$, основан на введении буферного каскада с малым выходным сопротивлением и показан в схеме реактивного триггера на рис. 4-6, *а*. Для указанной цели установлены диод *Д* и транзистор $T_3$.

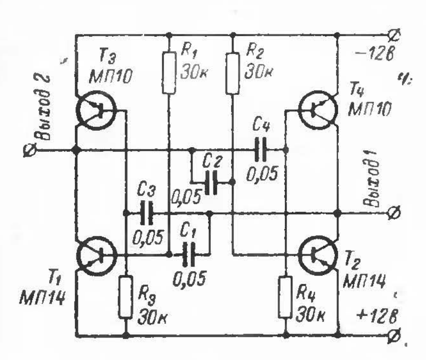



Рис. 4-5. Схема мультивибратора с двумя парами транзисторов, имеющих различную структуру проводимости (*n-p-n* и *p-n-p*).

При поступлении на базу $T_1$ отрицательного запускающего импульса триггер переходит в рабочее состояние. Конденсатор $C$ разряжается через резистор $R_к$, диод *Д* и отпертый транзистор $T_1$. Транзистор $T_2$ на время разряда конденсатора $C$ находится в запертом состоянии.

При возвращении триггера в исходное состояние $T_1$ запирается. Происходит заряд конденсатора $C$, зарядным током которого открывается транзистор $T_3$. Следовательно, восстановление заряда на конденсаторе происходит через отпертый транзистор $T_3$. Время восстановления при этом уменьшается почти в 10 раз. Кроме того, значительно улучшается форма импульса на коллекторе транзистора $T_1$ (рис. 4-6, *б*). На приведенном рисунке $C_1$ — ускоряющий конденса-

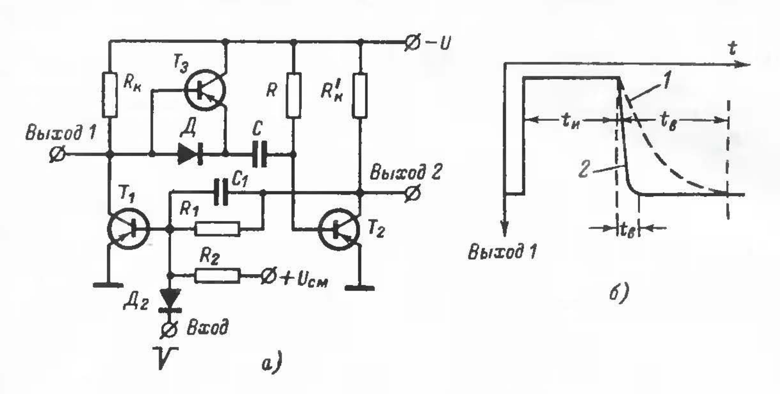



Рис. 4-6. Реактивный триггер с малым временем восстановления.

*а* — схема; *б* — график выходного напряжения; *1* — кривая заряда $C$ без буферного транзистора $T_3$; *2* — то же с транзистором $T_3$.

тор, $t_и$ — длительность генерируемого импульса, $t_в$ — время восстановления напряжения на конденсаторе $C$.

## 4-4. Повышение помехозащищенности транзисторных триггеров

Рассмотренные схемы реактивных триггеров обладают существенным недостатком — они весьма чувствительны к резким, даже незначительным амплитудным колебаниям питающего напряжения, от которых происходит самопроизвольный запуск триггера. Это явление проявляется главным образом при питании устройств от источника, имеющего большое внутреннее сопротивление и нагруженного на другие импульсные схемы.

Рассмотрим этот вопрос более подробно. Допустим, что триггер питается от источника с напряжением $U=10$ *в*. Тогда конден-

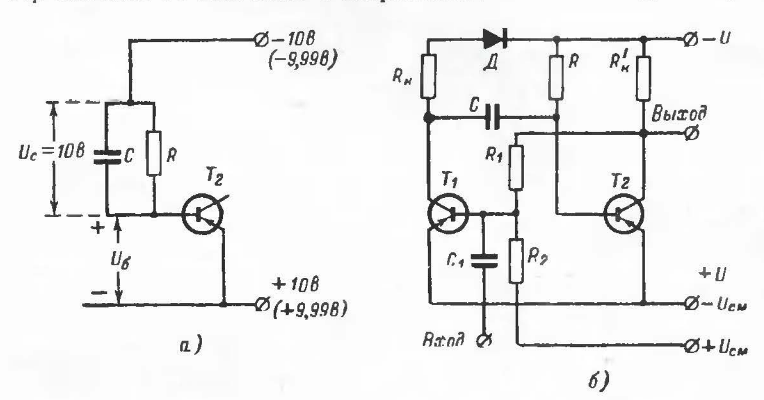



Рис. 4-7. Реактивный триггер с повышенной помехозащищенностью.

*а* — эквивалентная схема время задающей цепочки; *б* — схема триггера с повышенной помехозащищенностью.

сатор $C$ в схеме на рис. 4-7, *а* также будет заряжен до этого напряжения ($U_c=10$ *в*). Теперь предположим, что напряжение питания скачком уменьшилось до $U'\approx 9{,}99$ *в*, т. е. изменилось на 0,01 *в*. Однако напряжение на конденсаторе, как известно, измениться мгновенно не может. Следовательно, к базе транзистора $T_2$ схемы на рис. 4-7, *а* будет приложена разность напряжения, которая для случая, когда $R_к \ll R$, определится следующим соотношением:

$$U_б \approx U_c - U' = 10 - 9{,}99 = 0{,}01 \text{ в}.$$

Этого напряжения вполне достаточно для запирания транзистора $T_2$, т. е. чтобы произошел самопроизвольный запуск триггера.

Аналогичное явление имеет место и в обычных транзисторных триггерах при установке ускоряющих конденсаторов большой емкости.

Указанный недостаток можно устранить за счет надлежащей фильтрации источника питания. Более эффективным и простым средством является включение диода *Д* (рис. 4-7, *б*) с большим обратным сопротивлением, например кремниевого, в цепь восстановления заряда времязадающего конденсатора $C$. Тогда при уменьше-

нии напряжения источника питания происходит запирание диода $Д$ напряжением, до которого был заряжен конденсатор $C$, и большая часть разности напряжения $U_c - U'$ будет приложена к диоду $Д$, а не к транзистору $T_2$, и тем самым будет повышена помехозащищенность триггера.

*Глава пятая*

# РЕГИСТРЫ СДВИГА И КОЛЬЦЕВЫЕ КОММУТАТОРЫ

## 5-1. Назначение и классификация регистров сдвига

Регистры сдвига представляют собой устройства, которые под действием каждого управляющего (тактового) импульса сдвигают поступающую на вход информацию на один «шаг», аналогично тому, как это имеет место в обычных шаговых искателях автоматических телефонных станций, в которых щетка искателя под действием тока, поступающего в шаговый электромагнит, сдвигается на один шаг.

Подобные устройства способны выполнять весьма разнообразные операции в устройствах автоматики, — например, накопление и хранение информации, преобразование информации, поступающей в последовательном виде в параллельный вид и обратно, а также могут осуществлять задержку импульсов. В последнем случае устройство, называемое регистром сдвига, является как бы своеобразной линией задержки.

Магнитные регистры сдвига, по существу, явились первыми схемами, в которых в качестве переключающих элементов были применены магнитные сердечники.

По количеству источников управляющих импульсов регистры сдвига делятся на многоходовые (обычно двухходовые или, что то же самое, двухтактные) и одноходовые, или однотактные.

Для первых необходимы два импульсных источника тока и по два запоминающих элемента на каждую записываемую в регистр единицу, а для вторых — соответственно один импульсный источник тока и один запоминающий элемент. Следовательно, первые менее экономичны, однако по сравнению с однотактными являются более надежными.

По типу применяемых запоминающих элементов регистры сдвига разделяются на регистры сдвига с потенциальными элементами — обычными триггерами и динамическими — феррит-диодными и феррит-транзисторными элементами.

Кроме того, регистры сдвига разделяются на регистры с односторонним движением информации и с двусторонним — реверсивные регистры сдвига. В последнее время широкое применение получили регистры сдвига с логическими обратными связями — рекуррентные регистры сдвига, которые часто используются как генераторы псевдослучайных двоичных последовательностей импульсов.

## 5-2. Принцип построения регистров сдвига

Регистр сдвига представляет собой цепочку запоминающих элементов, соединенных между собой соответствующим образом, в которых под действием так называемых тактовых импульсов пос-

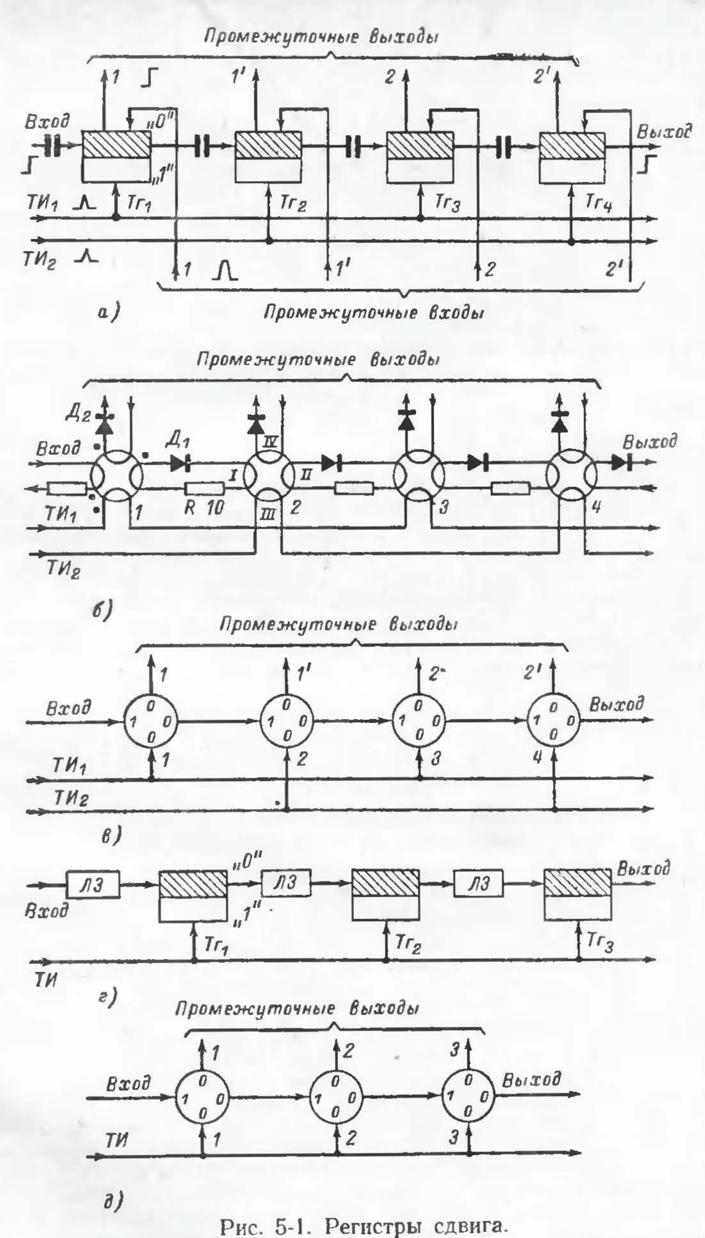



Рис. 5-1. Регистры сдвига.

*а* — двухтактный, выполненный на триггерах; *б* — то же, выполненный на феррит-диодных ячейках; *в* — условное обозначение двухтактного регистра сдвига; *г* — однотактный, выполненный на триггерах; *д* — условное обозначение однотактного регистра сдвига.

тупающая на вход информация может сдвигаться вдоль запоминающих элементов.

В двухтактные регистрах сдвига для каждого разряда информации, поступающей на вход и представленной в двоичном коде, имеется по два запоминающих элемента и два отдельных источника тактовых импульсов, работающих со сдвигом на 180°. Благодаря этому запись и считывание информации с одного элемента на другой осуществляются в различные моменты времени. Один из вариантов такого регистра, выполненного на потенциальных триггерах, представлен на рис. 5-1, *а*.

Работает регистр следующим образом. Непрерывно поступающие тактовые импульсы стремятся переключить все триггеры в исходное состояние «0»—«1», показанное на рисунке. При этом входные сигналы должны поступать на вход любого триггера в момент отсутствия тактового импульса для данного триггера. Такое смещение импульсов по времени принципиально необходимо. Если же импульс записи совпадает со сдвигающим — тактовым импульсом, то регистрации информации не произойдет, так как тактовый импульс запретит запись входной информации. Поэтому, чтобы исключить одновременное действие тактового импульса с моментом записи информации в тот или другой триггер, и введены дополнительные элементы памяти — триггеры со своими источниками тактовых импульсов.

Следовательно, поступающий на вход импульс информации переключает триггер $Тг_1$ в состояние «1»—«0». При поступлении импульсов $ТИ_1$ этот триггер возвращается в исходное состояние; возникающий на его выходе положительный перепад, проходя через конденсатор связи, переключает $Тг_2$ в состояние «1»—«0». Таким образом, под действием тактовых импульсов информация сдвигается вдоль регистра сдвига и спустя некоторое время появится на выходе регистра. Время задержки сигнала составит:

$$t_{зад} = Tn, \qquad (5\text{-}1)$$

где $T$ — период следования тактовых импульсов;

$n$ — емкость регистра сдвига в двоичных разрядах.

Кроме хранения информации с помощью регистра сдвига можно производить преобразование информации из последовательного вида (последовательность двоичных сигналов, выражающих некоторое число и поступающих на вход по одному проводу) в параллельный (когда все разряды числа, записанные в доичной системе, выдаются одновременно, причем каждый по отдельному проводу). Для этой цели в регистре предусмотрены промежуточные выходы. С помощью регистра можно произвести и обратное преобразование из параллельного вида в последовательный. В этом случае все разряды числа поступают одновременно на промежуточные входы, а снимаются с общего выхода в последовательном виде.

В однотактных регистрах (рис. 5-1, *г*) на каждый двоичный разряд устанавливается по одному запоминающему элементу и соответственно устраивается один источник тактовых импульсов. Чтобы исключить возможность одновременной записи и считывания, роль вторых триггеров, как это имело место в двухтактном регистре, выполняют линии задержки *ЛЗ*. Они необходимы для задержки импульса переноса с одного триггера на другой до окончания переходных процессов, возникающих во время действия тактовых импульсов.

Допустим, на вход регистра поступило трехразрядное двоичное число 111. Кодовый импульс младшего разряда переводит $Тг_1$ в положение «1»—«0». Первый поступающий тактовый импульс возвращает $Тг_1$ в исходное состояние, и на его выходе возникает импульс переноса. Этот импульс после задержки в *ЛЗ* на время действия тактового импульса поступает на вход $Тг_2$ и переключает его в состояние «1»—«0». Аналогичным образом к моменту поступления третьего тактового импульса все три триггера окажутся в переключенном состоянии.

Таким образом, во время действия тактового импульса информация, считываемая с триггера, временно хранится в линии задержки, и тем самым обеспечивается продвижение информации на один шаг после прохождения каждого продвигающего импульса.

Итак, для построения однотактного или двухтактного регистра сдвига необходимо иметь элементы, обладающие двумя устойчивыми состояниями, причем при переходе от двухтактиых к однотактным регистрам число двоичных элементов и тактовых генераторов уменьшается вдвое. Однако при детальном анализе это уменьшение оказывается недостаточно оправданным.

Во-первых, возникает необходимость в дополнительных элементах — линиях задержки, в которых к тому же происходят значительные потери энергии. При этом частота переброса триггеров регистра становится вдвое больше частоты сдвигающих импульсов. Из-за этого такие регистры обладают меньшей надежностью и быстродействием.

Во-вторых, наличие двух тактов в двухтактном регистре сдвига создает значительные удобства в отношении сопряжения регистра сдвига с другими устройствами. Достигается это за счет того, что считывание информации может производиться в любой из фаз двух тактов.

Поэтому в настоящее время в связи со значительным развитием феррит-транзисторной техники однотактные регистры находят ограниченное применение. Наибольшее применение находят двухтактные регистры сдвига, построенные на феррит-диодных и феррит-транзисторных элементах.

**Двухтактная феррит-диодная схема регистра сдвига** приведена на рис. 5-1, *б*. Обмотки *III* соединены так, что тактовые импульсы *ТИ* стремятся сообщить всем элементам состояние отрицательного намагничивания, т. е. переводят сердечники в состояние «0» Обмотки *I* (входня) и *II* (выходная) соседних сердечников соединены между собой через диоды. Обмотки *IV* служат для получения промежуточных выходов.

Допустим, что в промежуток между тактовыми импульсами во входную обмотку первого сердечника поступил импульс тока, переключивший этот сердечник в состояние «1». В это время в выходной обмотке возникает импульс отрицательной полярности, который не будет пропущен диодом *Д* в обмотку *I* второго сердечника. Как только в третью обмотку нечетных сердечников поступит тактовый импульс, первый сердечник возвратится в состояние «0». Возникающий в обмотке *II* положительный импульс, проходя через диод *Д*, переводит второй сердечник в состояние «1». При поступлении четного тактового импульса второй сердечник возвратится в исходное состояние и запишет «1» в третьем сердечнике и т. д. Следовательно, импульс, поданный на вход, появится на выходе через время, определяемое уравнением (5-1).

Однако устойчивое движение информации по регистру обеспечивается только тогда, когда будут приняты меры в отношении подавления обратного потока информации, возникающего при перемагничивании сердечника из состояния «1» в состояние «0». Например, при считывании «1» со второго сердечника импульсом $TИ_2$ в его обмотках будет индуктироваться э. д. с., которая в цепи связи с сердечником *3* вызовет протекание тока записи, являющегося полезным переносчиком информации, тогда как в цепи связи с сердечником *1* возникнет вредный ток, несущий информацию в обратном направлении. Этот ток может вызвать частичное или полное перемагничивание первого сердечника, что и приведет к нарушению движения информации по регистру сдвига.

Для устранения обратного потока информации в данной схеме число витков в обмотке *I* выбирается таким, чтобы э.д.с., индуктируемая в ней, не вызывала достаточного тока в обмотке *II* предыдущего сердечника, имеющей большое число витков, и, следовательно, высокое полное сопротивление для импульса напряжения обратного потока информации.

Значительное снижение этого тока происходит также за счет нелинейности вольт-амперной характеристики диода (для малых напряжений, прикладываемых в направлении проводимости диода, сопротивление последнего сравнительно велико).

Однако выбор очень малого числа витков в обмотке *I* затруднит перемагничивание сердечников в состояние «1», поскольку потребуется большой перемагничивающий ток. Поэтому числа витков в обмотках $W_1$, $W_2$ выбираются на основе компромиссного выполнения требований к экономичности схемы (уменьшение перемагничивающих токов) и к ее надежности (отсутствие потока информации). Обычно принимают

$$W_2 = (3 \div 5) W_1. \qquad (5\text{-}2)$$

Достоинство схемы состоит в том, что она имеет малое количество элементов, обладая в то же время достаточной надежностью в работе.

В случае применения ферритовых тороидальных сердечников типа 0,7 ВТ ($d_н = 3$ *мм*), можно рекомендовать следующие данные обмоток: $W_1 = 7$ витков, $W_2 = 24$ витка при $I_{т.и}$ $W_3 = 11 \div 13$ *ав* или для тороидальных сердечников типа 0,16 ВТ ($d_н = 3$ *мм*) — $W = 7$ витков, $W_2 = 30$ витков при $I_{т.и} W_3 = 8$ *ав*. Диоды в обоих случаях германиевые типа Д9Г.

Иногда в таких схемах с целью уменьшения влияния разброса величин сопротивлений диодов в прямом направлении (т. е. для стабилизации общего сопротивления цепи связи) включают в цепь связи резисторы *R* с небольшим сопротивлением — порядка 10 *ом*, практически получаемые в результате выполнения основных обмоток из провода с повышенным сопротивлением. Условное обозначение двухтактных регистров сдвига показано на рис. 5-1, *в*, а однотактного — на рис. 5-1, *д*.

**Феррит-транзисторные регистры сдвига.** Рассмотренный феррит-диодный регистр сдвига, несмотря на высокую надежность работы, обладает рядом существенных недостатков. В нем недостаточно полно устраняется обратный поток информации, к тому же он имеет малую нагрузочную способность и в то же время значительное потребление энергии от источника тактовых импульсов. От этих недостатков свободны регистры сдвига, построенные на феррит-тран-

зисторных ячейках, которые не только сами мало потребляют энергии, но к тому же обладают достаточно большой нагрузочной способностью, т. е. каждая ФТЯ может быть нагружена на 3—5 других таких же ячеек.

Регистры сдвига могут быть построены как на обычных ФТЯ, так и на ФТЯ с положительной обратной связью. В частности, на рис. 5-2 показана принципиальная схема двухтактного регистра сдвига на ФТЯ с положительной обратной связью. В таком регистре при считывании информации с ячеек тактовыми импульсами открывается транзистор ФТЯ. Вследствие наличия обратной связи между базой и коллектором транзистора возникает процесс лавино-

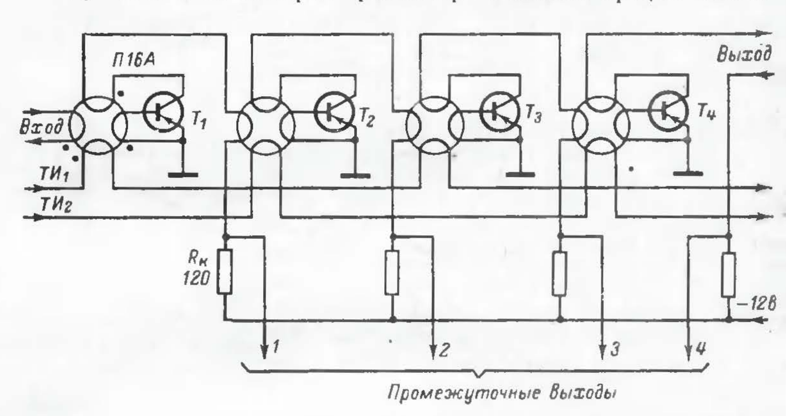



Рис. 5-2. Феррит-транзисторный двухтактный регистр сдвига.

образного нарастания коллекторного тока. Этим током производится запись «1» в последующие сердечники. В остальном регистр работает так же, как и феррит-диодный. Функциональная схема остается такой же, как и для феррит-диодного регистра, которая была показана на рис. 5-1, *в*.

Рассмотренные схемы регистров сдвига могут быть использованы не только в качестве накопителей информации и линий задержек, но и в ряде других случаев, например:

1) в качестве реверсивных регистров сдвига;

2) в качестве счетчиков импульсов (если на какой-либо из сердечников намотать дополнительную обмотку и включить в нее соответствующее счетное устройство, которое будет срабатывать каждый раз на определенном по счету импульсе);

3) в качестве генераторов двоичных последовательностей;

4) в качестве делителей частоты, кольцевых коммутаторов.

## 5-3. Реверсивные регистры сдвига

В устройствах автоматики, выполняющих логические операции, часто требуется, чтобы накапливаемая в регистре сдвига информация могла перемещаться по нему не только в одном направлении, но и в обратном.

Такие операции могут выполняться так называемыми реверсивными (двусторонними) регистрами сдвига. Типичным примером

применения реверсивного регистра сдвига является множительное устройство цифровых вычислительных машин, в котором вводимая в накопительный регистр сдвига информация в процессе вычисления может быть сдвинута вдоль регистра сдвига в том или другом направлении.

В качестве более простого случая применения реверсивного регистра сдвига можно указать на кольцевой коммутатор (бесконтактный) с переменным направлением «вращения».

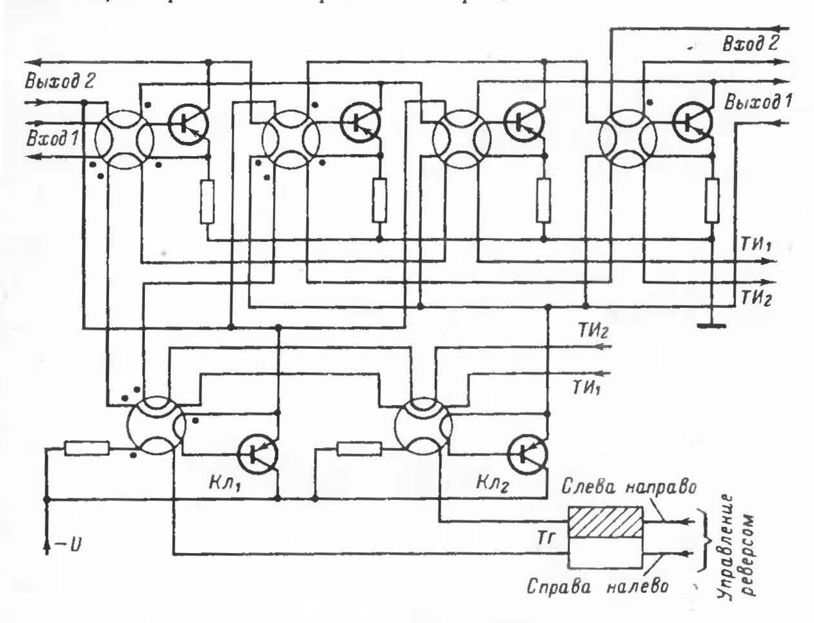



Рис. 5-3. Двухтактный реверсивный регистр сдвига.

Реверсивный регистр сдвига представляет, по существу, два обычных регистра, выполненных на одних и тех же магнитных элементах. Очевидно, при работе одного регистра другой должен быть выключен.

На рис. 5-3 представлена схема реверсивного регистра сдвига, основой которого является феррит-транзисторный регистр, управляемый тактовыми импульсами $TИ_1$ и $TИ_2$. Информация, подлежащая прямой передаче, поступает в регистр на *вход 1* и выходит с *выхода 1*, а подлежащая обратной передаче, поступает на *вход 2* и выходит с *выхода 2*. В этой схеме изменение направления сдвига информации справа налево осуществляется транзисторным ключом $Кл_1$, а слева направо — ключом $Кл_2$. В свою очередь ключи управляются от потенциального триггера *Тг*, которым в управляющие обмотки сердечника соответствующего ключа включается ток подмагничивания, и тогда ключ открывается с приходом каждого тактового импульса. Благодаря этому коллекторная цепь каждой ФТЯ регистра

сдвига подключается к соседней ФТЯ, находящейся справа или слева, чем и определяется направление движения информации.

Следует иметь в виду, что ток, протекаемый через транзистор ключа, определяется числом одновременно продвигаемых «1» по регистру сдвига. Для этой цели обычная ФТЯ дополняется усилителем, выполненным на мощном транзисторе типа П601.

## 5-4. Регистры сдвига с обратной связью

В настоящее время широкое применение получили регистры сдвига с логической обратной связью, которые также называют рекуррентными, так как их работа математически описывается рекуррентными соотношениями, т. е. такими, в которых каждый следующий член последовательности определяется через предыдущие.

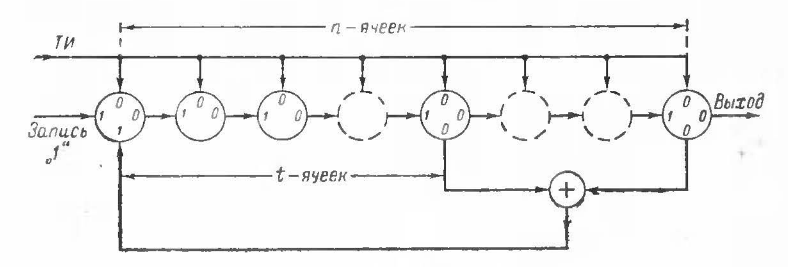



Рис. 5-4. Рекуррентный регистр сдвига.

Такие регистры находят применение в качестве делителей частоты, кольцевых коммутаторов с очень большим числом «контактов», в системах передачи данных в качестве кодирующих и декодирующих устройств.

Одна из простейших схем рекуррентного регистра сдвига показана на рис. 5-4. В ней регистр сдвига состоит из $n$ каскадов (номера каскадов отсчитываются слева направо. Выходные сигналы каскадов $n$ и $t$ ($n>t$) подаются на логический элемент «ИЛИ»— «НЕТ» — «сумматора по модулю два», выход которого соединен со входом первой ячейки регистра сдвига.

Импульс на выходе сумматора появится лишь в том случае, когда на его входы поступят сигналы, соответствующие различным символам. Выходными импульсами сумматора записываются в регистр дополнительные «1», которые также продвигаются по регистру. В результате в регистре сдвига набираются различные комбинации двоичных символов — кодовых слов, следующие друг за другом в строго определенном порядке. Выходные сигналы набираемых двоичных последовательностей можно снимать с любой ячейки регистра сдвига.

Общее число комбинаций и порядок их следования, который циклически повторяется, определяется длиною регистра сдвига и местом включения в регистр сдвига второго выхода сумматора.

Поскольку регистр сдвига состоит из $n$ двоичных каскадов, его содержимое может принимать $2^n$ различных значений. Если генерируются все эти значения, то период повторения последователь-

ности будет равен $2^n$ разрядов. Однако в схеме, показанной на рис. 5-4, нельзя образовывать последовательность, состоящую из одних нулей, так как в этом случае вообще не будут образовываться никакие другие последовательности. Таким образом, максимальное число генерируемых комбинаций оказывается равным $2^n—1$. Псевдослучайная последовательность, имеющая период повторения $2^n—1$, названа последовательностью максимальной длины.

В приведенной схеме в зависимости от места подключения второго входа схемы сумматора можно получить или полную последовательность комбинаций, или только частную последовательность с меньшим числом комбинаций.

В табл. 5-1 приведены данные в отношении количества генерируемых комбинаций в зависимости от длины регистра сдвига и места включения второго входа сумматора.

Таблица 5-1

**Зависимость количества генерируемых комбинаций рекуррентным регистром сдвига от его длины и места подключения второго входа сумматора**

| Число ячеек | Количество комбинаций в рекуррентных регистрах в зависимости от номера промежуточной ячейки, подключенной к сумматору | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 2 | 3 | | | | | | | | |
| 3 | 7 | 7 | | | | | | | |
| 4 | 15 | 6 | 15 | | | | | | |
| 5 | 21 | 31 | 31 | 21 | | | | | |
| 6 | 63 | 14 | 9 | 14 | 63 | | | | |
| 7 | 127 | 93 | 127 | 127 | 93 | 127 | | | |
| 8 | 63 | 30 | 216 | 12 | 216 | 30 | 63 | | |
| 9 | 73 | 465 | 21 | 511 | 511 | 21 | 465 | 73 | |
| 10 | 278 | 42 | 1023 | 62 | 15 | 62 | 1023 | 42 | 278 |

Из таблицы следует, что при сравнительно небольшом числе ячеек в регистре можно получить весьма длительный цикл его работы, что, собственно, и обеспечивает экономичность схем, построенных на рекуррентных регистрах сдвига.

Известны регистры сдвига и более сложных конфигураций, имеющих, например, несколько логических обратных связей, для которых математический анализ может быть произведен только с помощью вычислительных машин.

## 5-5. Кольцевые коммутаторы с принудительной синхронизацией

Кольцевые коммутаторы, или, как их называют иначе, распределители импульсов являются одним из распространенных узлов большинства устройств автоматики. Их назначение обеспечивать в соответствии с заданной программой поочередное воздействие на различные электрические цепи.

Кольцевой коммутатор представляет собой циклично работающее устройство, имеющее $n$ выходов и поочередно воздействующее на каждую из $n$ внешних цепей через определенные, заданные ло-

гикой работы схемы, промежутки времени так, как показано на рис. 5-5.

Кольцевые коммутаторы разделяются на схемы с принудительной синхронизацией и на схемы самовозбуждением. Первые выполняются на основе двоичных элементов, а вторые — на основе схем типа мультивибратора.

Простейшей схемой кольцевого коммутатора с принудительной синхронизацией является регистр сдвига, замкнутый в «кольцо» (рис. 5-6, *а*).

Основной задачей при построении кольцевых схем с принудительной синхронизацией является запись начальных условий, при которых один

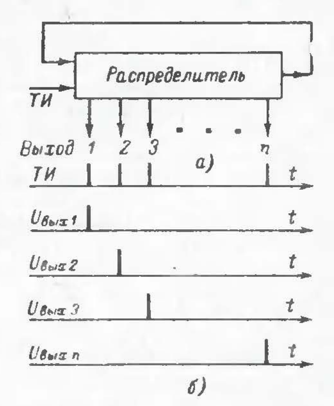



Рис. 5-5. Кольцевой коммутатор.

*а* — блок-схема; *б* — временные соотношения между входными (ТИ) и выходными сигналами.

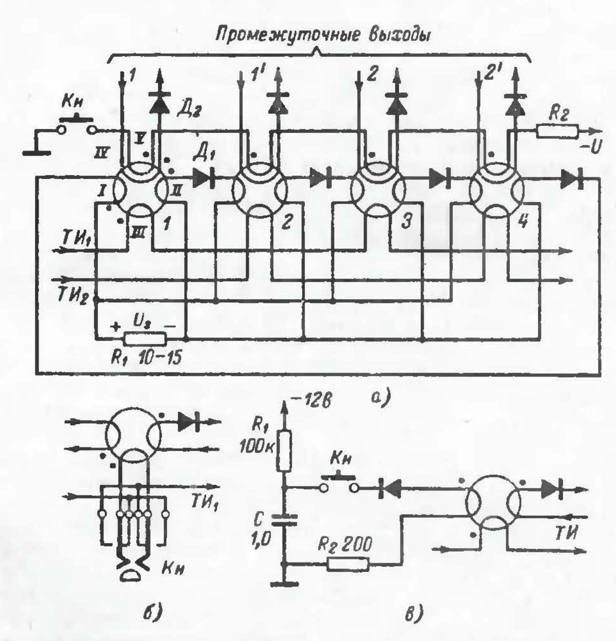



Рис. 5-6. Способы ручной записи «1» в кольцевые коммутаторы.

*а* — с помощью подмагничивающей обмотки *V*; *б* — тактовым импульсом; *в* — разрядным током конденсатора.

из сердечников находится в состоянии «1», а остальные сердечники — в состоянии «0».

Под действием каждого тактового импульса, стремящегося переключить все сердечники в состояние «0», записанная в один из сердечников «1» будет циркулировать по регистру сдвига, замкнутому в кольцо.

Начальная установка схемы в исходное состояние, т. е. запись «1» только в один из сердечников регистра сдвига может производиться или вручную, или автоматически.

Один из способов ручной установки одного из сердечников в состояние «1» показан на рис. 5-6, *а*. При нажатии кнопки *Кн* от внешнего источника питания постоянного тока по дополнительным обмоткам *V*, соединенным между собой последовательно, проходит подмагничивающий ток, от которого первый сердечник перемагничивается в состояние «1», а остальные — в состояние «0». При отпускании кнопки записанная в первый сердечник «1» будет циркулировать по замкнутому кольцу, и в результате этого на промежуточных выходах регистра сдвига будут получены импульсы, распределенные во времени и пространстве и имеющие частоту, кратную частоте тактовых импульсов (см. рис. 5-5, *б*).

Запись начальных условий без введения в схему дополнительных обмоток можно осуществить по схеме рис. 5-6, *б*, в которой при нажатии кнопки записи «1» *Кн* изменяется направление тактового импульса в обмотке одного из сердечников. При отпускании кнопки записанная «1» будет циркулировать по регистру сдвига, замкнутому в кольцо. Этот способ записи «1» может быть рекомендован в тех случаях, когда допустимо прерывание тактовой цепи.

На рис. 5-6, *в* показана запись начальных условий без прерывания тактовой цепи и без дополнительных обмоток. При нажатии кнопки *Кн* конденсатор *С*, заряженный до напряжения источника питания, разряжается на входную обмотку первого сердечника и тем самым перемагничивает его в состояние «1». Записанная таким образом «1» под действием тактовых импульсов будет передвигаться вдоль регистра сдвига, замкнутого в кольцо.

Дальнейшее удержание кнопки в нажатом состоянии на работу схемы не влияет. Однако при повторном нажатии кнопки в регистр сдвига может быть записана вторая «1», от которой работа схемы будет нарушена. Чтобы этого не происходило, надо построить схему регистра сдвига в энергетическом отношении так, чтобы в нем могла циркулировать только одна «1». Последнее осуществляется включением в цепь связи выходных обмоток со входными общего резистора $R_1$ сопротивлением 10—15 *ом* так, как показано на рис. 5-6, *а*.

Этот же резистор служит для устранения влияния помех, возникающих из-за недостаточной прямоугольности петли гистерезиса, так как при протекании тока записи «1» из выходной обмотки одного сердечника во входную обмотку другого напряжением $U_з$, выделяемом на резисторе $R_1$, происходит запирание цепей связи для других сердечников.

Существенным недостатком ручной записи является отсутствие полной уверенности в записи «1» после отпускания или нажатия кнопки, поскольку это действие может совпадать с моментом поступления тактового импульса, в результате которого может произойти неполное перемагничивание сердечника. От указанного недостатка свободны схемы с автоматической записью «1».

Автоматическая запись начальных условий в регистр сдвига осуществляется от специально устанавливаемого датчика «1», выход которого управляется одной из рассмотренных выше схем «ЗАПРЕТ».

Наиболее простая схема кольцевого коммутатора с автоматической начальной установкой, осуществляемой схемой «ЗАПРЕТ», основанной на компенсации выходного напряжения (см. рис. 2-17, *в*), приведена на рис. 5-7, *а*. Она состоит из датчика «1» — сердечник *1*, схемы «ЗАПРЕТ» — сердечник *2* и регистра сдвига — сердечники *3—6*.

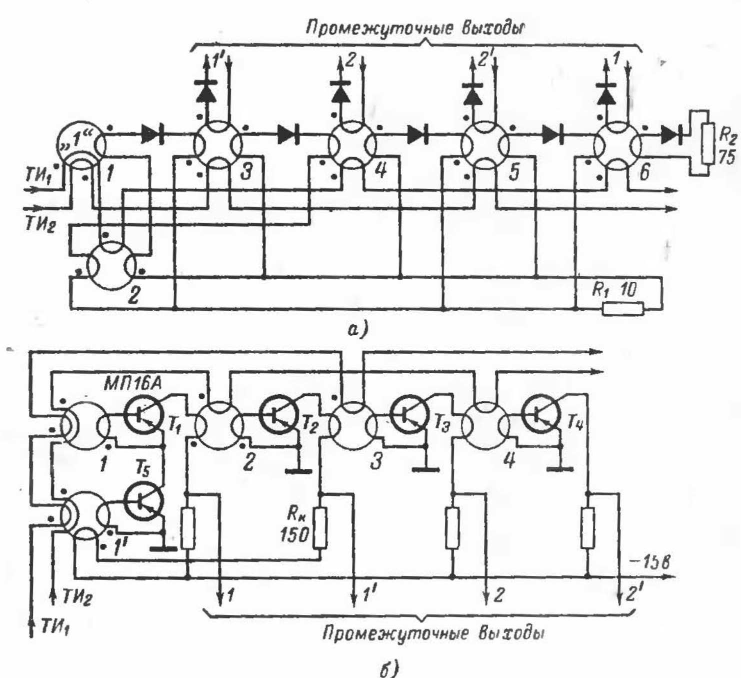



Рис. 5-7. Кольцевые коммутаторы с принудительной синхронизацией.

*а* — схема с установкой исходного состояния посредством устройства «ЗАПРЕТ», основанного на компенсации выходного напряжения; *б* — то же, основанного на компенсации магнитного потока.

Схема работает следующим образом. Через датчик «1» проходят оба такта, одним из которых производится запись «1», а вторым считывание. При поступлении первого импульса $ТИ_1$ происходит переписывание «1» с датчика «1» в сердечник *3* регистра сдвига. В момент действия $ТИ_2$ происходит перезапись информации с третьего сердечника в четвертый и одновременная запись «1» в сердечники *1* и *2*. Поэтому при поступлении следующего импульса $ТИ_1$ происходит переписывание информации из четвертого сердечника в пятый и одновременно происходит считывание «1» с сердечников *1* и *2*.

Так как выходные обмотки на сердечниках *1* и *2* включены встречно, то возникающие в их обмотках напряжения взаимно компенсируются и поэтому перемагничивание сердечника *3* не происходит.

При считывании информации с пятого сердечника запись «1» в запрещающий сердечник *2* отсутствует, следовательно, при поступлении следующего импульса $ТИ_1$ происходит запись «1» в сердечник *3*, т. е. цикл работы коммутатора начинает повторяться.

Установка дополнительного сердечника *6* вызвана необходимостью получения первого нечетного промежуточного выхода, который при отсутствии автоматической установки должен быть взят с первого сердечника. Следовательно, сердечник *6* выполняет роль задержки выходного сигнала на один такт.

Когда кольцевой коммутатор выполняет роль счетного устройства, необходимость в шестом сердечнике отпадает и вместо его входной обмотки включается резистор с сопротивлением порядка 50—75 *ом*.

На рис. 5-7, *б* показан двухтактный кольцевой коммутатор на ФТЯ. В нем «ЗАПРЕТ» осуществляется методом компенсации магнитных потоков в одной из ячеек схемы «И», состоящей из ФТЯ *1* и *1'*.

Работает схема следующим образом. Импульсами $ТИ_2$ производится запись «1» в сердечники *1* и *1'*, а с помощью $ТИ_1$ — считывание. При первом считывании «1» с сердечников *1* и *1'* транзисторы $T_1$ и $T_5$ отперты, поэтому информация с сердечника *1* переписывается в сердечник *2*. Однако при считывании «1» с сердечника *2* с помощью $ТИ_2$ ток транзистора $T_2$ проходит через запрещающую обмотку сердечника *1'*, в котором в этот момент происходит запись «1». В результате происходит компенсация магнитных потоков. Вследствие этого при действии следующего тактового импульса транзистор $T_5$ окажется запертым, и схема «И» не пропустит сигнала. И, таким образом, по регистру будет продвигаться только одна «1».

Токовая нагрузка, необходимая для управления последующим ФТЯ, к промежуточным выходам может быть подключена последовательно в коллекторные цепи транзисторов, а потенциальная так, как показано на рис. 5-7, *б*. В данной схеме отпадает необходимость в дополнительном сердечнике, как это имело место в предыдущей схеме, так как возможно использовать сигнал, получаемый на выходе первой ячейки.

Для приведенной схемы, выполненной на ФТЯ, можно рекомендовать следующие данные: тороидальные сердечники 0,34 ВТ, 0,16 ВТ и другие, им подобные, с наружным диаметром 3 *мм*, коллекторные и тактовые обмотки по 10 витков, базовые по 12 витков и запрещающие обмотки по 15 витков.

К основному недостатку рассмотренных схем кольцевых коммутаторов, выполненных на ФТЯ, относится суммирование $I_{к0}$ в запрещающих обмотках, приводящее при повышенных температурах к нарушению работы схемы «ЗАПРЕТ». Схемы на ФТЯ при приведенных данных и числе разрядов в коммутаторе не более 20 устойчиво работают в диапазоне температур от —10 до +60° С. При большем числе разрядов необходимо увеличивать число ячеек «ЗАПРЕТ».

## 5-6. Кольцевые коммутаторы с самовозбуждением

Кольцевые коммутаторы с самовозбуждением выполняются на основе схем типа мультивибратора. Такие коммутаторы подразделяются на ждущие и на непрерывно работающие.

Для построения ждущего коммутатора необходимо к реактивному триггеру добавить соответствующее количество каскадов, аналогичных времязадающей части основной схемы триггера так, как показано на рис. 5-8. В этой схеме времязадающие цепочки обведены пунктирной линией.

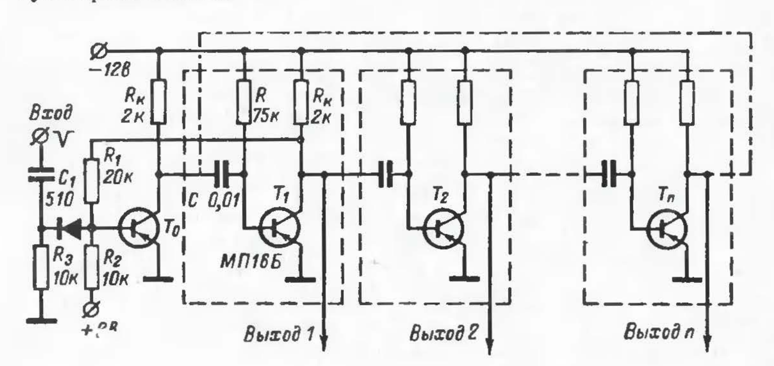



Рис. 5-8. Ждущий кольцевой коммутатор с самовозбуждением.

Транзисторы $T_0$ и $T_1$ относятся к основной схеме триггера, а $T_2$—$T_n$ являются дополнительными. В исходном состоянии $T_0$ заперт, а все остальные транзисторы отперты. Конденсатор $C$ первого каскада заряжен до напряжения источника питания, а все остальные находятся в разряженном состоянии.

При поступлении на вход запускающего импульса, так же как и в обычном триггере, транзистор $T_0$ отпирается, а $T_1$ запирается. Конденсатор $C$ этого каскада разряжается через сопротивление резистора $R$. На коллекторе $T_1$ появляется импульс отрицательной полярности, который поступает на *выход 1* кольцевого коммутатора. Одновременно происходит подготовка (заряд) следующего конденсатора. Ток заряда протекает от —12 *в* через резистор $R_к$ и базу отпертого транзистора $T_2$. Поэтому состояние $T_2$ не изменяется.

Как только конденсатор $C$ первого каскада разрядится, происходит отпирание транзистора $T_1$ и напряжением следующего конденсатора $C$ производится запирание транзистора $T_2$. На *выход 2* поступает очередной импульс отрицательной полярности и т. д.

Длительность каждого генерирующего импульса определится уравнением (4-4). Тогда общая продолжительность цикла работы будет равна:

$$T = n \cdot 0{,}69\,RC, \qquad (5\text{-}3)$$

где $n$ — число времязадающих каскадов.

Чтобы рассмотренный распределитель перевести в непрерывный режим работы, необходимо ввести обратную связь с выхода на

вход так, как показано на рис. 5-8 штрих-пунктиром. В этом случае работа кольцевого коммутатора ничем не отличается от работы обычного мультивибратора. Такие схемы известны под названием *многофазные мультивибраторы.*

*Глава шестая*

# ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ И СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

## 6-1. Общие сведения

Деление частоты повторения импульсов представляет собой процесс, в результате которого получаются равностоящие друг от друга во времени импульсы, повторяющиеся с частотой $f_2$, из рав-

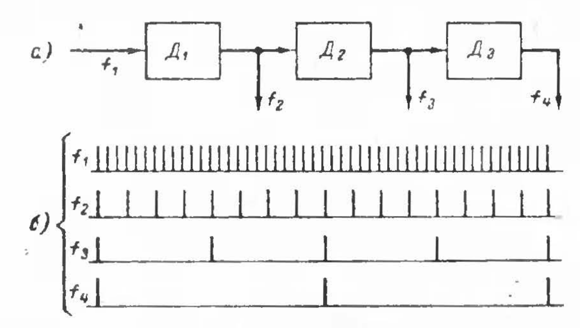



Рис. 6-1. Делитель частоты.

*а* — блок-схема; *б* — временные соотношения входных и выходных сигналов.

ностоящих синхронизирующих импульсов, повторяющихся с более высокой частотой $f_1$ (рис. 6-1). Следовательно, коэффициент деления, являющийся целым числом, определится как

$$K = \frac{f_1}{f_2}. \tag{6-1}$$

Счет импульсов является логическим продолжением процесса деления частоты. Если деление частоты касается периодических импульсов, то процесс счета применим к любым непериодическим сигналам.

В некоторых случаях частоту повторения периодических импульсных сигналов удобнее понижать не делителями частоты, а с помощью счетчиков. Поэтому одно и то же устройство в зависимости от его практического применения может считаться либо счетчиком, либо делителем частоты. Если сигналы на выходе устройства непрерывно повторяются, то последнее обычно называют делителем частоты; если же выходные сигналы разделены неопределенными промежутками времени, то это же устройство называется счетчиком. Таким образом, всякий счетчик может являться делителем частоты.

Делители частоты, как правило, применяются для построения всевозможных типов синхронизаторов. Эти устройства имеют один вход и несколько выходов, на которых могут быть получены синхронизированные импульсы с несколькими различными частотами повторения.

Счетчики импульсов в прямом своем назначении, как правило, применяются:

1) для получения итогового счета (без измерения времени). Например, автомат отсчитывает по 200 штук резисторов в каждую коробку;

2) для подсчета любых явлений или предметов в единицу времени. Например, счетчик регистрирует за сутки два грозовых разряда;

3) для определения интервалов времени между явлениями или отсчитываемыми предметами. Например, промежуток времени между первой и второй деталями, изготовленными автоматом, составляет 15 минут, между второй и третьей — 13 минут и т. д.

Поскольку делители частоты приспособлены к преобразованию частоты повторения периодических сигналов, то они могут быть выполнены не только на устройствах, обладающих несколькими устойчивыми состояниями, но и на устройствах, способных синхронизироваться управляющими импульсами, например на *RC* и *LC*-генераторах, мультивибраторах, блокинг-генераторах и т. д.

Счетчики импульсов могут быть выполнены только на устройствах, обладающих несколькими устойчивыми состояниями.

Электрические счетчики строятся либо на принципе «поштучного» подсчета электрических сигналов, либо на принципе «весового» подсчета.

В первом случае в качестве счетных элементов используются приборы, обладающие релейным свойством, которые под действием счетного импульса переходят из одного устойчивого состояния в другое.

Во втором случае в качестве счетного элемента используются накопители энергии либо электрической, либо магнитной. Этими накопителями осуществляется суммирование энергии, которую несет каждый счетный импульс.

Счетчики, выполненные на основе первого принципа, принято называть последовательно действующими счетчиками, а вторые — счетчиками с накопителями энергии.

Счет импульсов может производиться как в прямом направлении (в направлении сложения), так и в обратном направлении (в направлении вычитания). Счетчики, которые могут производить подсчет в обоих направлениях, принято называть реверсивными счетчиками.

## 6-2. Делители частоты

Наиболее просто делители частоты можно построить на кольцевых коммутаторах, рассмотренных в предыдущей главе. В этом случае цепь тактовой частоты является входом, а один из выходов кольцевого коммутатора — выходом делителя частоты.

**Многорядные делители частоты.** В тех случаях, когда требуется построить делитель частоты с большим коэффициентом деления, практически более 10, то целесообразно применять схемы так называемых многорядных делителей частоты, которые состоят из отдель-

ных делителей частоты, соединенных между собой соответствующим образом.

В зависимости от того, разлагается ли число, выражающее заданный коэффициент деления, на простые некратные множители, отдельные делители частоты соединяются между собой последовательно или параллельно.

Допустим, необходимо построить делитель частоты с коэффициентом деления, равным 60. Это число можно разложить на два

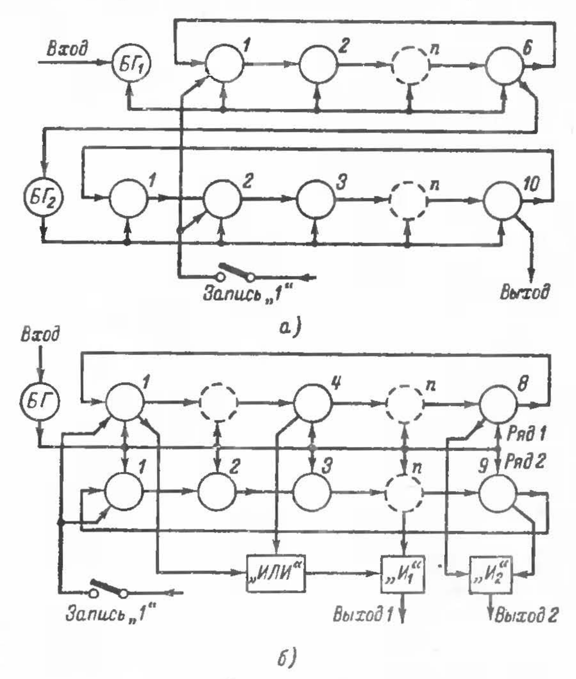



Рис. 6-2. Многорядные делители.

*а* — с последовательным включением отдельных делителей; *б* — с параллельным включением.

множителя, например на 2 и 30, 3 и 20 или 6 и 10. Следовательно, делитель можно образовать из двух отдельных делителей частоты с соответствующими коэффициентами деления. В первом случае потребовалось бы иметь в регистрах сдвига 32 счетных элемента, во втором — 23 и в третьем — 16. Очевидно, что наиболее экономичной схемой делителя частоты с точки зрения требуемого количества счетных элементов является схема, состоящая из двух отдельных делителей частоты с коэффициентами деления 6 и 10.

Как же надо соединить эти отдельные делители? Так как коэффициенты деления 6 и 10 являются кратными (они могут быть сокращены на 2), то в этом случае оба отдельных делителя частоты для получения общего коэффициента равным 60 могут быть соеди-

нены только последовательно. Схема такого делителя частоты, выполненная на однотактных регистрах сдвига, приведена на рис. 6-2, *а*.

Рассмотрим другой случай. Требуется построить делитель частоты с коэффициентом деления, равным 72. Это число можно разложить на множители разными способами, например на 4 и 18, 6 и 12, 8 и 9. Очевидно, что наиболее экономичными множителями являются последние. Множители 8 и 9 не имеют общего делителя. В этом случае схемы соответствующих делителей частоты могут быть соединены между собой параллельно через общую схему «И», как показано на рис. 6-2, *б*. В этой схеме выходной сигнал появляется только и только тогда, когда одновременно поступают сигналы на оба входа схемы «$И_2$», т. е. через 72 такта управляющей частоты.

Если в этой схеме снимать сигналы с первого и четвертого счетных элементов первого ряда через схему «ИЛИ», выход которой соединен со схемой «$И_1$», управляемой по другому входу от сигналов какого-либо элемента нижнего ряда, то на выходе схемы «$И_1$» получим сигнал, появляющийся через 36 тактов управляющей частоты. В этом случае схема будет являться простейшей схемой синхрогенератора, вырабатывающей несколько последовательностей импульсов с кратным периодом повторения, причем эти импульсы находятся между собой в соответствующих фазовых соотношениях.

Коэффициент деления для многорядного делителя можно определить из следующего уравнения:

$$K = K_1 K_2 \cdots K_i, \qquad (6\text{-}2)$$

где $K_i$ — коэффициент деления соответствующего ряда делителя.

**Рекуррентный делитель частоты.** Сравнивая два типа многорядных делителей, нетрудно заметить, что при последовательном соединении ступеней происходит накапливание задержек, создаваемых каждым рядом. В результате общая задержка выходного сигнала по отношению к входному может составлять значительную величину, что во многих случаях является нежелательным.

Указанный недостаток отсутствует у делителей с параллельным соединением отдельных рядов. Однако применение такого делителя не всегда оказывается возможным из-за наличия сократимых множителей.

От перечисленных недостатков свободен рекуррентный делитель частоты, который позволяет получить любой коэффициент деления и к тому же практически без задержки выходного сигнала по отношению к входному.

Основой делителя является регистр сдвига с обратной связью (см. § 5-4), генерирующий полную последовательность кодовых комбинаций.

Чтобы такой регистр превратить в делитель частоты (рис. 6-3), необходимо его дополнить дешифратором — устройством, реагирующим только на одну из кодовых комбинаций цикла (см. § 7-2), по выходному сигналу которого отсчитывается частота появления этой комбинации, которая будет появляться через промежуток времени, соответствующий полному циклу работы регистра. В этом случае коэффициент деления составит:

$$K = 2^n - 1, \qquad (6\text{-}3)$$

где $n$ — число ячеек в регистре сдвига.

В целях упрощения дешифратора целесообразно использовать комбинацию, состоящую только из одних «1». В этом случае дешифратор будет представлять обычную схему «И», имеющую $n$ входов, сигнал на выходе которой появится только тогда, когда одновременно появятся сигналы на всех ее входах, т. е. при появлении комбинации 111...

Из рекуррентного делителя частоты легко получается делитель с переменным коэффициентом деления. Для этого используется то

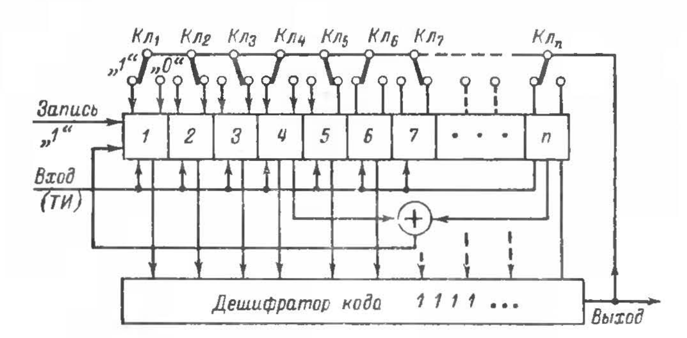



Рис. 6-3. Рекуррентный делитель частоты с переменным коэффициентом деления.

свойство, что все генерируемые комбинации следуют в определенной последовательности. Тогда дешифратор устанавливают на комбинацию, порядковый номер которой соответствует заданному коэффициенту деления. Получаемый на выходе дешифратора сигнал, являющийся выходным результатом делителя, одновременно используется для установки всех ячеек регистра сдвига в исходном состоянии, т. е. в первую ячейку записывается «1», а в остальные — «0», чем, собственно, и достигается уменьшение коэффициента деления делителя.

Изменять коэффициент деления можно и иначе — в дешифраторе устанавливается постоянно комбинация 111... Сигналом, получаемым с его выхода, производится установка регистра сдвига в заданное состояние, отличное от исходного (111...). В результате этого произойдет соответствующее изменение коэффициента деления. Указанное действие осуществляется ключами *Кл*, показанными на рис. 6-3.

## 6-3. Счетчики импульсов

Счет импульсов можно осуществлять различными устройствами. Например, для этой цели можно использовать кольцевой коммутатор. Однако более экономичными в отношении числа схемных элементов являются счетчики, построенные на триггерах, управляемых по счетному входу. Из известных триггеров для этой цели наиболее подходящими являются потенциальные триггеры, которые более просто сопрягаются с индикаторными устройствами, требующими для своего управления непрерывных сигналов.

Практически наибольший интерес представляют десятичные счетчики, позволяющие выдавать результат счета в обычно принятой десятичной системе исчисления.

Известно, что каждая триггерная ячейка может осуществлять счет или деление поступающих на вход импульсов на два. Тогда при последовательном соединении $n$ ячеек общий коэффициент пересчета составит:

$$N = 2^n. \qquad (6\text{-}4)$$

Следовательно, для построения десятичного счетчика необходимо иметь четыре триггерные ячейки. Однако такой счетчик будет считать до 16 ($N=2^4=16$). Чтобы осуществить счет до 10, необходимо ввести внутренние обратные связи, которые позволили бы снизить коэффициент пересчета до необходимой величины, равной 10. Осуществить эту операцию можно различными способами; например, можно ввести обратную связь с последнего триггера на второй и третий, так, как показано на рис. 6-4.

Импульсная обратная связь между триггерами практически возможна потому, что в них имеется некоторое запаздывание между входным импульсом и моментом появления выходного импульса за счет инерционности срабатывания триггера. Импульс обратной связи поэтому и может проходить в течение этого момента времени.

При введении обратной связи последовательность работы счетчика меняется (см. табл. 6-1), так как после поступления на вход схемы восьмого импульса первые три триггера устанавливаются в исходное состояние «0»—«1», а четвертый триггер — в состояние «1»—«0». Возникающий при переключении четвертого триггера на его правом выходе положительный перепад напряжения дифференцируется и затем используется для переключения триггеров $Тг_2$ и $Тг_3$ в состояние «1»—«0». К записанному в счетчике числу «восемь» по цепи обратной связи как бы добавляется число «шесть» (триггеры

Таблица 6-1

**Последовательность работы счетчика на 10 при введении обратной связи**

| Номер счетного импульса | Состояние триггеров | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $Тг_1$ | | $Тг_2$ | | $Тг_3$ | | $Тг_4$ | |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 3 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 5 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 7 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| Переключение по цепи обратной связи | | | 1 | 0 | 1 | 0 | | |
| 9 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |

приходят в такое состояние, в которое они должны были бы переключиться при поступлении 14-го счетного импульса, если бы отсутствовала обратная связь). Далее счет идет обычным порядком, и на 10-м счетном импульсе с левого выхода триггера $Тг_4$ выдается импульс для управления последующими счетчиками или любыми другими устройствами.

Индикацию показания счетчика (состояния триггеров) можно осуществлять множеством различных способов. Самым простым из них является индикация по двоично-десятичной системе исчисления, осуществляемой с помощью ламп накаливания или газоразрядных ламп.

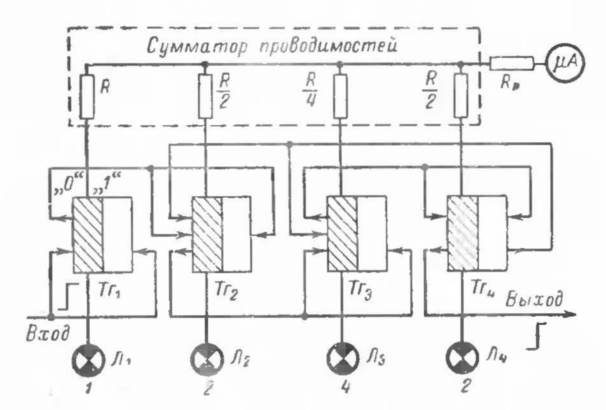



Рис. 6-4. Двоичный счетчик импульсов.

К каждой счетной ступени (рис. 6-4) к нормально отпертому транзистору подключается соответствующая лампа. Под каждой из них в соответствии с весом каждой счетной ступени ставится соответствующая десятичная цифра. Тогда при поступлении на вход счетчика какого-то количества импульсов загорится ряд ламп, например под $Тг_1$ и $Тг_3$. Горение этих ламп укажет накопленное число импульсов в двоичном исчислении и в данном случае будет соответствовать двоичному числу 1010. Чтобы сосчитать это число в десятичном исчислении, необходимо просуммировать цифры, подсвечиваемые лампами; получим:

$$N = 1 + 4 = 5.$$

Весьма просто индикацию двоичных счетчиков можно осуществить стрелочным прибором. Для этого он подключается к триггерам через сумматор проводимостей — резисторы, так, как показано на рис. 6-4. При поступлении на вход счетчика одного импульса в переключенном состоянии будет находиться $Тг_1$. От запертого транзистора триггера через резистор $R$ и измерительный микроамперметр будет приходить ток $I$. При поступлении двух импульсов сработает триггер $Тг_2$. Через микроамперметр будет проходить ток $2I$, так как величина резистора, определяющая ток в цепи прибора, равна $R/2$, и т. д.

Зная ток, необходимый для отклонения стрелки прибора на всю шкалу $I_п$, а также напряжение на коллекторе запертого транзистора триггера $U_к$, найдем величину сопротивления резистора $R$ по формуле

$$R = \frac{9U_к}{I_п(1 + p_R)}, \qquad (6\text{-}5)$$

где $p_R$ — допускаемое отклонение сопротивлений применяемых резисторов от их номинальных значений.

Подстройка отклонения прибора на всю шкалу при полном заполнении счетчика производится резистором $R_п$. Его ориентировочная величина определяется величиной допустимых отклонений применяемых резисторов, т. е.

$$R_п = \frac{R \cdot p_R}{9}. \qquad (6\text{-}6)$$

**Пример.** Необходимо определить величины сопротивлений резисторов $R$ и $R_п$ для стрелочного прибора со шкалой на 100 *мка.* Напряжение $U_к = 10$ *в.* Применяемые резисторы имеют отклонение от номинальных значений сопротивлений $p_R = \pm 5\%$.

1. Из уравнения (6-5) находим сопротивление резистора сумматора проводимостей:

$$R = \frac{9 \cdot 10}{10^{-4}(1 + 0{,}05)} = 850 \textit{ ком}.$$

2. По формуле (6-6) находим ориентировочную сопротивления подстроечного резистора

$$R_п = \frac{850\,000 \cdot 0{,}05}{9} = 4{,}7 \textit{ ком}.$$

Следовательно, при таких величинах сопротивлений сумматора проводимостей каждый счетный импульс будет изменять ток в микроамперметре скачком на 10 *мка.*

Для получения отсчета непосредственно в десятичном исчислении необходимо между счетчиками и индикатором включить устройство, осуществляющее преобразование двоичного кода в десятичный. Такие устройства, а также и способ цифровой индикации рассмотрены в гл. 7, 10.

Быстродействие счетчика, когда используются только импульсы переполнения, т. е. импульсы, получаемые на выходе последней ступени, определяется частотными свойствами транзисторов, установленных в первой ступени. Так, в случае применения транзисторов МП16Б частота повторения управляющих импульсов может составлять около 0,5 *Мгц.*

В случае одновременного снятия показаний со всех разрядов счетчика, что возможно только после окончания переходных процессов во всех разрядах, быстродействие будет определяться всеми его ступенями. Если во всех ступенях счетчика применены однотипные транзисторы, быстродействие снизится не менее чем в $n$ раз, где $n$ — число ступеней счетчика.

## 6-4. Реверсивные счетчики

В устройствах автоматики немалый интерес представляют реверсивные счетчики. Они часто используются в качестве цифровых интеграторов управляющих сигналов, подверженных воздействию всевозможных помех, имеющих случайный характер. Примером может служить контроль за исправностью канала связи телеуправления. Допустим, что в принимаемых из канала командах обнаруживаются ошибки. Эти ошибки суммируются счетчиком. При по-

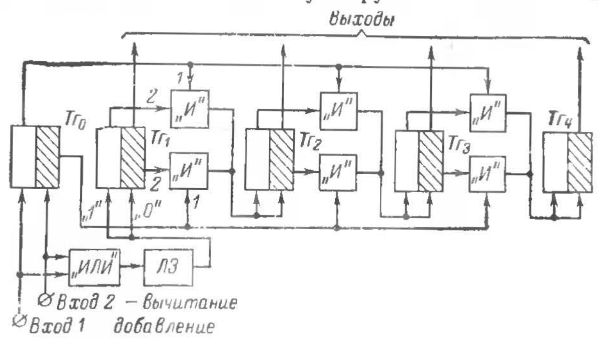



Рис. 6-5. Реверсивный счетчик импульсов.

ступлении правильных команд производится реверс счетчика, и из накопленного ранее числа производится вычитание. Когда результат сложения или вычитания превосходит установленные величины, производится включение или выключение устройств исполнения команд. Этим достигается значительное повышение помехозащищенности систем телеуправления.

Один из вариантов схемы реверсивного счетчика представлен на рис. 6-5. В ней предусмотрены два входа, на один из которых поступают импульсы, подлежащие суммированию, а на второй — вычитанию.

Чтобы перейти от суммирования к вычитанию и наоборот, необходимо счетный вход последующего триггера пересоединить с одного выхода триггера предыдущего разряда на другой выход этого же триггера. Для этого на каждый счетный триггер предусматриваются две схемы «И», которыми совместно со специальным триггером $Тг_0$, управляющим процессом реверсирования счета, и осуществляются указанные операции. Если в триггере $Тг_0$ будет запертым левый транзистор, то тогда напряжение с его коллектора, близкое к напряжению источника питания $U$, поступит на вход *1* верхних ячеек «И» и схема счетчика будет готова производить сложение. Если в $Тг_0$ заперт правый транзистор, то подготовленными к работе окажутся нижние ячейки «И»; реверсивный счетчик готов производить вычитание.

Реверс счетчика может осуществляться либо от специальных импульсов, либо от тех же импульсов, подлежащих суммированию или вычитанию, так, как показано на приведенной схеме. В ней импульсы добавления или вычитания, поступающие на соответствующий вход счетчика, производят переключение триггера $Тг_0$. Одно-

временно эти импульсы, проходя через схемы «ИЛИ» и линии задержки *ЛЗ*, поступают на счетный вход триггера $Тг_1$. Линия задержки осуществляет задержку импульса на время, достаточное для срабатывания триггера $Тг_0$, за счет чего и исключается пропуск счетного импульса счетными триггерами. В качестве элемента задержки можно использовать обычную схему инвертора на транзисторе.

Таким образом, состояние триггеров будет определяться подсчетом, произведенным реверсивным счетчиком, а знак числа — состоянием триггера $Тг_0$, причем зафиксированное состояние триггеров может храниться сколь угодно долго.

## 6-5. Счетчики с накопителями энергии

Любой счетчик, основанный на накоплении энергии, состоит из четырех частей: элемента, накапливающего энергию; устройства, позволяющего прибавлять фиксированные порции энергии при приходе каждого входного импульса; устройства, определяющего момент, когда накопленная энергия достигнет известного уровня; устройства восстановления, которым удаляется накопленная энергия.

**Счетчик с накопителем электрической энергии.** В счетчиках с накопителями электрической энергии запасающим элементом является конденсатор. Он позволяет сохранять накопленную энергию в течение сравнительно большого промежутка времени. Достоинство конденсатора как накопителя энергии состоит еще и в том, что его емкость достаточно стабильна при изменении окружающей температуры, а также и в том, что он имеет большой срок службы.



Рис. 6-6. Счетчик с накопителем энергии.

*а* — блок-схема; *б* — диаграмма временных соотношений.

Простейшая схема счетчика с накопителем электрической энергии приведена на рис. 6-6. В ней конденсатор $C_2$ является накопителем энергии, а конденсатор $C_1$, имеющий относительно малую величину емкости, служит для добавления отдельных порций энергии.

Когда приходит первый импульс (отрицательной полярности), диод $Д_1$ отпирается и конденсатор $C_2$ заряжается на некоторую величину $\Delta U_1$. Одновременно заряжается и конденсатор $C_1$. В промежутках между импульсами конденсатор $C_1$ разряжается через диод $Д_2$ (и генератор импульсов), в то время как на конденсаторе $C_2$ заряд сохраняется. В результате прихода второго импульса конденса-

тор $C_2$ вновь подзаряжается и напряжение на нем увеличивается на величину $\Delta U_2$, и т. д. Таким образом, происходит ступенчатое изменение напряжения на конденсаторе $C_2$.

В качестве разрядного устройства обычно используют ждущий блокинг-генератор. Поэтому как только напряжение на $C_2$ достигнет определенной величины, как показано на рис. 6-6, при отсчете шести импульсов, блокинг-генератор срабатывает, разряжает конденсатор $C_2$ до нуля и тем самым подготавливает накопитель к новому циклу.

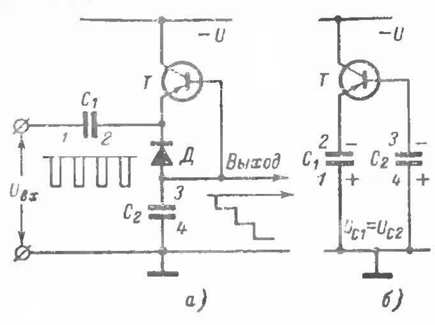



Рис. 6-7. К принципу линеаризации напряжения на накопительном конденсаторе $C_2$.

*а* — схема эмиттерного повторителя; *б* — эквивалентная схема перезаряда конденсатора $C_1$.

Нетрудно заметить, что с каждым последующим счетным импульсом порции энергии, поступающие на $C_2$, уменьшаются. Причина состоит в том, что полному заряду $C_1$ препятствует возрастающее напряжение на $C_2$. Форма напряжения на накопительном конденсаторе принимает вид экспоненты.

Это является существенным недостатком рассмотренного накопительного устройства, так как уменьшение амплитуды последующих ступенек приводит к снижению разрешающей способности счетчика.

Чтобы устранить указанный недостаток, в накопительное устройство необходимо ввести эмиттерный повторитель (рис. 6-7, *а*), который позволит сделать равным каждое приращение напряжения на $C_2$, т. е. получить линейно-возрастающие ступеньки напряжения.

При поступлении первого импульса аналогично рассмотренному происходит заряд $C_1$ и $C_2$. Как только импульс окончится, диод *Д* запрется и к базе транзистора приложится напряжение, накопленное на $C_2$. В цепи эмиттер—коллектор появится ток, который произведет перезаряд конденсатора $C_1$ до напряжения, установленного на $C_2$. Схема перезаряда конденсатора $C_1$ показана на рис. 6-7, *б*. Следовательно, при поступлении следующего счетного импульса зарядный ток, протекаемый через $C_2$, определится суммой двух напряжений $U_{вх} + U_{c1}$. В результате этого напряжение на $C_2$ увеличится на ту же самую величину, что и в первый раз. Таким образом, напряжение на $C_2$ будет изменяться не по экспоненциальному закону, а по линейному.

Практическая схема счетчика приведена на рис. 6-8. В ней $T_1$ выполняет роль усилителя ограничителя, на выходе которого получаются импульсы напряжения отрицательной полярности с постоянной амплитудой даже при широких колебаниях уровня входного сигнала. Транзистор $T_2$, диод *Д*, конденсаторы $C_1$ и $C_2$ относятся к накопительному устройству. Транзистор $T_3$ и трансформатор *Тр* относятся к блокинг-генератору. Транзистор $T_4$ выполняет роль буферного усилителя. Он служит для того, чтобы изолировать блокинг-генератор от влияния на него внешней нагрузки. Если нагрузкой

является такая же счетная ступень, то в ней он выполняет роль транзистора $T_1$. Диод $Д_2$ — кремниевый стабилитрон — совместно с резистором $R_9$ выполняет роль стабилизатора напряжения. В случае питания от стабилизированного источника питания необходимость в $Д_2$ и $R_9$ отпадает.

В качестве $Tp$ можно использовать оксиферовый сердечник, $\mu = 1000$, $d_н = 7$ *мм*, число витков коллекторной обмотки 40, а базовой — 60.

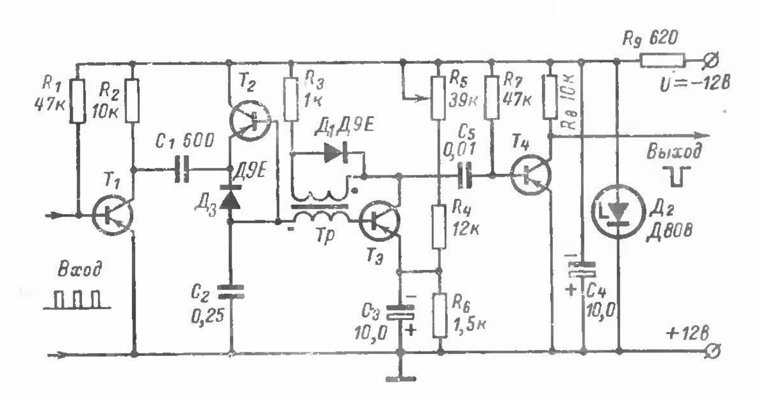



Рис. 6-8. Принципиальная схема делителя частоты с конденсаторным накопителем энергии.

Приведенные данные $C_1$ и $C_2$ относятся к случаю, когда коэффициент счетчика $K$ равен 10. При меньших величинах $K$ емкость $C_1$ следует увеличить. Следует заметить, что счетчик устойчиво работает и при меньших величинах $C_1$ и $C_2$, если они уменьшены пропорционально указанным величинам.

Точная подстройка $K$ осуществляется изменением автоматического смещения ждущего блокинг-генератора с помощью резистора $R_6$.

К основному недостатку счетчика относится то, что верхний предел длительности одного полного цикла работы счетчика ограничен вследствие неизбежного стекания заряда с накопительного конденсатора. Поэтому такой счетчик обычно используется для счета периодически повторяющихся импульсов и главным образом в качестве делителя частоты. От этого недостатка свободны магнитные накопители, которые сколь угодно долго могут сохранять накопленную энергию.

**Счетчик с магнитным накопителем.** На схеме рис. 6-9, *а* изображен трансформатор с сердечником из магнитного материала с ППГ, первичная обмотка которого подключена к импульсному источнику напряжения.

Пусть в какой-то момент времени на первичную обмотку трансформатора (вторичная обмотка которого разомкнута) воздействует прямоугольный импульс напряжения $U = \text{const}$ (рис. 6-9, *б*). Согласно

закону электромагнитной индукции приложенное напряжение уравновешивается противо-э.д.с., возникающей в обмотке $W_1$:

$$e = W_1 \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8}\ в, \qquad (6\text{-}7)$$

где $\Phi$ — магнитный поток.

При $e=U=\text{const}$ скорость изменения магнитного потока $d\Phi/dt$ будет также постоянной и, следовательно, магнитный по-

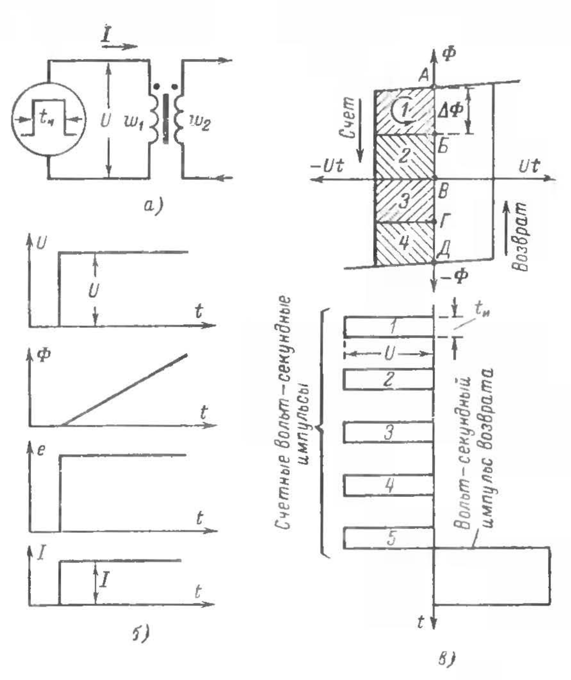



Рис. 6-9. К принципу работы счетчика с магнитным накопителем

*а* — эквивалентная схема счетчика, управляемая вольт-секундными импульсами; *б* — форма импульсов напряжения, магнитного потока, э. д. с. и тока в схеме; *в* — счетные вольт-секундные импульсы и вызываемое ими ступенчатое изменение магнитного потока в сердечнике.

ток $\Phi$ с течением времени будет нарастать по линейному закону (рис. 6-9, *б*). Действительно, интегрируя уравнение (6-7), получаем, что приращение магнитного потока в сердечнике за время $t$

$$\Delta\Phi = \frac{1}{W_1 \cdot 10^{-8}} \int_0^t e\,dt = \frac{Ut}{W_1 \cdot 10^{-8}} = kUt \qquad (6\text{-}8)$$

пропорционально площади импульсов ($Ut$), подводимых к первичной обмотке трансформатора. По аналогии с понятием об *ампервитках* можно ввести понятие о *вольт-секундах* и называть эти импульсы *вольт-секундными.*

К моменту времени окончания импульса напряжения $t=t_{и}$ приращение магнитного потока достигает вполне определенной величины:

$$\Delta\Phi = \frac{Ut_{и}}{W_1 \cdot 10^{-8}}. \qquad (6\text{-}9)$$

Это уравнение (6-9) показывает, что, если на обмотку трансформатора подан один вольт-секундный импульс определенной величины, может произойти не полное перемагничивание сердечника, а только частичное, на одну ступеньку, как показано на рис. 6-9, *в*, где первый такой импульс изменяет уровень магнитного потока от точки *А* до точки *Б*, второй импульс — от точки *Б* до точки *В* и т. д. После четвертого вольт-секундного импульса, поступающего на вход схемы, уровень магнитного потока достигает точки *Д*, т. е. сердечник доводится до полного насыщения. Поэтому дальнейшее воздействие импульсов не приводит к изменению магнитного потока.

Это является критерием того, что закончился подсчет импульсов и что необходимо возвратить намагниченность сердечника в исходное состояние, при котором он будет подготовлен к приему следующей группы счетных импульсов.

Контроль и возврат магнитного потока в исходное состояние осуществляются специальным транзистором.

Таким образом, на магнитных сердечниках с ППГ в комбинации с транзисторами можно осуществлять весьма простые и надежные в работе ступенчатые счетчики импульсов.

Перемагничивание сердечника можно осуществлять не только вольт-секундными, но и ампер-секундными импульсами, т. е. можно питать счетное устройство не от генератора напряжения, а от генератора тока, например, непосредственно от феррит-транзисторных ячеек.

Основной проблемой в счетчиках с магнитными накопителями является способ распознавания момента перехода намагниченности сердечника от одного насыщенного состояния к другому. От разрешающей способности устройства распознавания насыщенных состояний сердечника и зависит максимально допустимый коэффициент счета счетного устройства.

Распознавание при питании счетчика от импульсов напряжения можно в принципе осуществлять двумя способами (рис. 6-10): контролировать ток, потребляемый от генератора импульсов, или контролировать напряжение, возникающее в обмотках магнитного сердечника. В первом случае устройство контроля подсоединяется к *выходу 1*, а во втором — к *выходу 2.*

Действительно, если последовательно с генератором импульсов напряжения включить измерительный шунт $R_ш$ так, как показано на рис. 6-10, *а*, то при перемагничивании сердечника по шунту будет протекать ток незначительной величины, так как в этом случае обмотка сердечника оказывает значительное сопротивление. Но когда перемагничивание сердечника закончится и, следовательно, изменение магнитной индукции в сердечнике прекратится, сопротивление, оказываемое обмоткой сердечника, становится почти равным нулю

и по измерительному шунту $R_ш$ потечет ток $I$ значительной величины (см. рис. 6-10, *б*). Этот ток, а также напряжение $U_ш$ и укажут нам о конце подсчета импульсов.

Если контролировать напряжение $U_{вых}$, возникающее на одной из обмоток сердечника счетчика, то при его перемагничивании в обмотках будут индуктироваться импульсы напряжения, а в отсутствие перемагничивания — незначительная помеха, величина которой будет определяться коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса магнитного сердечника.

Очевидно, что при питании счетчика ампер-секундными импульсами распознавание намагниченности сердечника можно производить только по второму способу.

В настоящее время существует большое число схем счетчиков с магнитными накопителями. Наиболее простая и в то же время достаточно надежная схема, питаемая ампер-секундными импульсами, приведена на рис. 6-11, *а*. В ней транзистор $T_2$ служит для возврата намагниченности сердечника в исходное состояние. Открывание $T_2$ предусмотрено от импульсов помех, возникающих при спаде входного ампер-секундного импульса, генерируемого формирователем импульсов тока — обычной ФТЯ. При перемагничивании сердечника *II* ампер-секундными импульсами в обмотке *2* от фронта импульса возникает напряжение полезного сигнала (см. 6-11, *б*). Это напряжение стремится запереть транзистор $T_2$ и одновременно, проходя через диод $Д_2$, накапливает в последнем неосновные носители. В момент спада ампер-секундного импульса возникающая помеха оказывается неспособной отпереть транзистор, а только способствует рассасыванию неосновных носителей из диода.

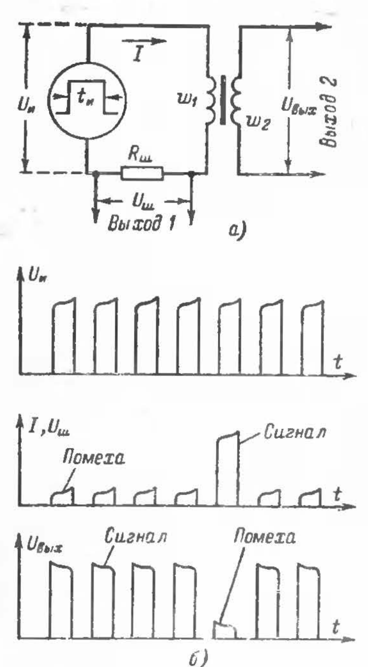


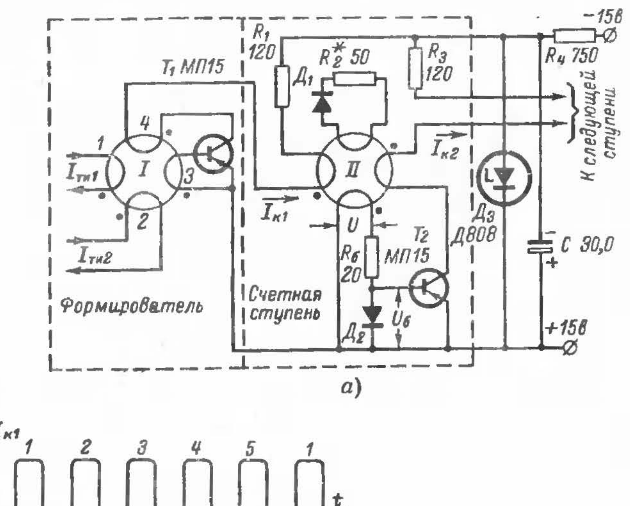

Рис. 6-10. К принципу, поясняющему способы распознавания намагниченности сердечника.

*а* — схема включения распознающих устройств; *б* — форма и амплитуда импульсов в основных узлах схемы.

Когда ступенчатое намагничивание сердечника закончится, то от фронта ампер-секундного импульса в обмотке *2* будет наводиться помеха, от которой накапливание неосновных носителей в диоде $Д_2$ будет почти отсутствовать. Следовательно, помеха, возникающая от спада ампер-секундного импульса, откроет транзистор $T_2$, который коллекторным током возвратит намагничивание сердечника в исходное состояние и схема окажется готовой к подсчету следующей серии входных импульсов тока.

Таким образом, помехи, возникающие при перемагничивании сердечника, составляют принципиальную основу полезной функции в распознавании моментов окончания подсчета импульсов.

В рассмотренной схеме изменение коэффициента счета осуществляется с помощью размагничивающего тока, возникающего в обмотке *4*, нагруженной на резистор $R_2$ через диод $Д_1$. В схеме были при-



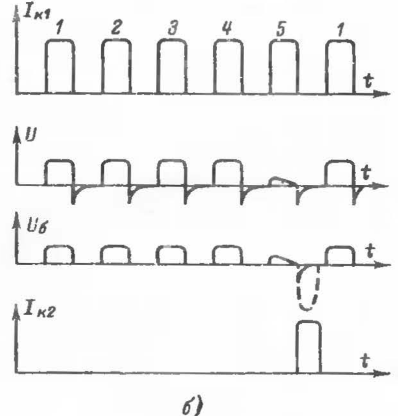




Рис. 6-11. Счетчик импульсов с магнитным накопителем, питаемый ампер-секундными импульсами (*а*), и форма импульсов в основных узлах схемы (*б*).

менены сердечники типа К-132 с наружным диаметром 4 *мм*, число витков: для сердечника *I* обмотки *1*, *2* — 20, *3* — 12, *4* — 8; для сердечника *II* обмотки *1*—20, *2*—30, *3*—20, *4*—85. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ — типа Д7.

Казалось бы, что схема с магнитным накопителем должна быть очень критичной к изменению окружающей температуры и изменениям питающих напряжений. Однако в действительности это не так.

Во-первых, влияние нестабильности источника питания можно легко устранить, например, за счет применения стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне $Д_3$ типа Д808.

Во-вторых, регенеративные схемы со ступенчатым счетом на магнитных средечниках обладают следующими важными свойствами. При увеличении напряжения источника питания происходит увеличение амплитуды генерируемых импульсов напряжения, но при этом длительность генерируемых импульсов уменьшается, так что произведение $Ut_и$ остается в значительных пределах постоянным. То же происходит и при температурных изменениях параметров сердечников.

Сказанное подтверждается экспериментальными исследованиями. Например, рассматриваемая схема, в которой применялись сердечники без специальной (для этой цели) разбраковки, при коэффициенте пересчета, равном пяти, нормально работали в интервале температур от +10 до +40° С.

Чтобы расширить температурный диапазон счетчика, необходимо схемы с ферритовыми сердечниками питать от источника питания, у которого напряжение изменялось бы автоматически с изменением температуры (см. § 11-4), или выполнять счетчики на пермаллоевых ленточных сердечниках из материала марки 65НП, 34НКМП и др. В этом случае, при коэффициенте счета до 10, устойчивая работа может быть обеспечена в диапазоне температур от —60 до +60° С. При этом следует иметь в виду, что площадь поперечного сечения у ленточного сердечника должна быть не меньше, чем у упомянутых выше ферритовых сердечников.

*Глава седьмая*

# ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ ДВОИЧНОГО КОДА

## 7-1. Принцип построения шифраторов

Неотъемлемой частью многих устройств, работающих с информацией дискретного вида — таких, как цифровые вычислительные машины, устройства автоматики и телемеханики, являются шифраторы и дешифраторы двоичных кодов.

Перечисленные устройства в большинстве случаев оперируют с двоичными числами, которые иногда называют кодовыми словами или кодовыми комбинациями, имеющими, как правило, одинаковое число двоичных разрядов В то же время в большинстве устройств первичным источником является единичный дискретный сигнал. Например, нажатие определенной кнопки соответствует подаче заданной команды.

Преобразование того или другого дискретного сигнала в кодовую комбинацию выполняется устройством, называемым шифратором. Это устройство из одиночного сигнала образует несколько сигналов, распределенных соответствующим образом в пространстве.

Количество окдовых слов, которое можно образовать шифратором, зависит от числа двоичных разрядов ($n$) в кодовом слове и определяется уравнением

$$N = 2^n. \tag{7-1}$$

Обычно шифраторы выполняются в виде *диодных матриц*. Такое название они получили потому, что их число изображают иа бума-

ге (а иногда даже физически конструируют) в виде строк и столбцов, что отдаленно напоминает математические матрицы. Одна из подобных матриц для трехразрядного кода ($n=3$) приведена на рис. 7-1. Она состоит из горизонтальных шин, на которых формируется двоичный сигнал, и вертикальных шин, соединенных с ключами управления $K_1$—$K_8$. Вертикальные и горизонтальные шины соединены между собой через диоды в соответствии с принятым законом кодообразования. Эти диоды выполняют роль логического элемента «ИЛИ», т. е. на двоичный выход сигнал может пройти *или* от одного ключа, *или* от соответствующего любого другого ключа.

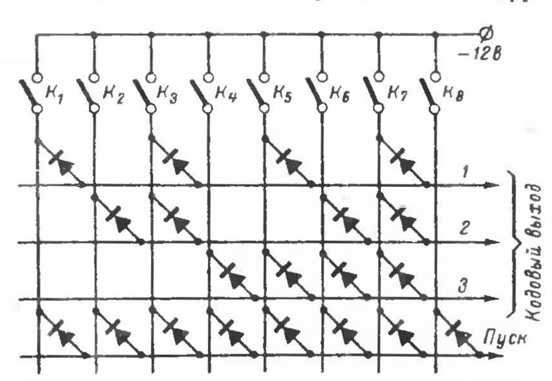



Рис. 7-1. Матричный шифратор на диодах.

Количество вертикальных шин шифраторной матрицы определяется количеством кодовых слов, а количество горизонтальных шин определяется количеством разрядов в кодовой комбинации.

Иногда матрицу дополняют служебной горизонтальной шиной, по которой в последующие устройства подается сигнал готовности передачи кодовой комбинации, т. е. по этой горизонтальной шине посылается сигнал *Пуск* при нажатии любого ключа управления.

Например, при замыкании $K_1$ появится сигнал на выходе *1* и на проводе *Пуск* и тем самым будет выдано кодовое слово 001 и сигнал *Пуск*. При нажатии $K_8$ выходной сигнал появится только на проводе *Пуск*. На выход поступит кодовое слово 000.

Основным достоинством рассмотренной схемы шифратора является ее простота. К недостаткам следует отнести то, что схема многоразрядной матрицы содержит большое число диодов, обратное сопротивление которых с повышением температуры заметно уменьшается, что приводит к появлению паразитных связей и соответственно к образованию ложных комбинаций.

В связи с этим иногда шифраторы выполняют на многообмоточных трансформаторах, намотанных на оксиферовых сердечниках (рис. 7-2). Формирование трехразрядной кодовой комбинации в этой схеме шифратора осуществляется трансформаторами $Tp_1$—$Tp_3$, а $Tp_4$ служит для получения сигнала *Пуск*. Трансформатор $Tp_3$ имеет четыре входных обмотки, $Tp_2$ — две, а $Tp_1$, $Tp_4$ — по одной. Они соединены между собой в неповторяющихся комбинациях. Общий провод входных обмоток кодовых трансформаторов соединен после-

довательно с входной обмоткой вспомогательного трансформатора $Тр_4$. Кроме того, каждый трансформатор имеет по одной выходной обмотке.

Если на один из входов шифратора подать импульс тока, то на выходах *1—3* получим соответствующее кодовое слово, а на выходе $Тр_4$ — сигнал *Пуск*. Например, импульс тока подан на вход *5*. Тогда на выходе шифратора получим кодовую комбинацию 101, так как входной провод *5* соединен последовательно с первичными обмотками $Тр_1$ и $Тр_3$.

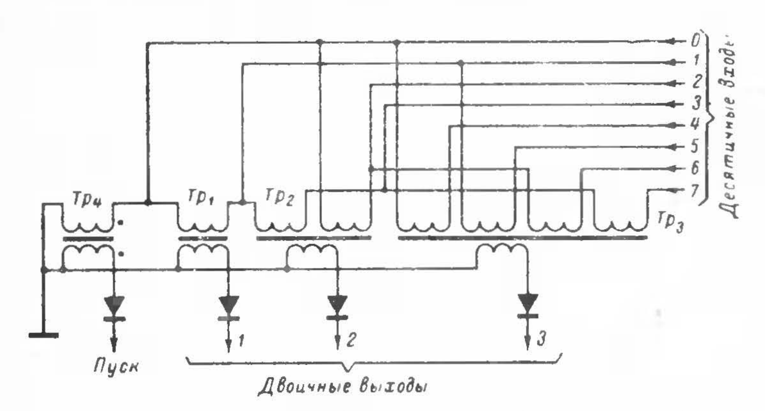



Рис. 7-2. Шифрующее устройство на многообмоточных трансформаторах.

Основной недостаток схемы на рис. 7-2 состоит в том, что на трансформаторе старшего разряда требуется размещать большое число входных обмоток, например при $n=3$ необходимо разместить 4 обмотки. При большем числе разрядов количество обмоток резко возрастает; так, при $n=4$ на трансформаторе старшего разряда необходимо иметь 8 обмоток, а при $n=5$—16 обмоток, которые на одном трансформаторе могут не разместиться. В этом случае следует входные обмотки размещать на двух или нескольких трансформаторах, выходные обмотки которых объединяются между собой через диоды.

Для трансформаторов шифратора могут быть рекомендованы оксиферные сердечники $d_н=7$ *мм*, $\mu=1000$, входные обмотки по 10 витков, а выходные — по 30 витков.

В качестве дискретного источника сообщения могут использоваться как механические ключи *K*, показанные на рис. 7-1, так и электромагнитные датчики.

Один из вариантов схемы электромагнитного датчика приведен на рис. 7-3. Он состоит из электромагнита с якорем и кнопки. Обмотка $W_1$ служит для подмагничивания сердечника электромагнита, а $W_2$ — для съема импульса напряжения.

В исходном состоянии якорь ключа притянут, а кнопка находится в верхнем положении. При нажатии кнопки толкатель нажимает на якорь, магнитопровод электромагнита размыкается, и на обмот-

ке $W_2$ появляется электрический импульс, который используется в электронной схеме шифратора.

В рассмотренных шифраторах выходной результат — кодовое слово выдается в параллельном виде, т. е. одновременно все разряды двоичного числа. Иногда бывает необходимо выдавать двоичное число в последовательном виде, т. е. каждый разряд последовательно один за другим по одному проводу. Преобразование из одного вида в другой можно осуществить посредством регистра сдвига. Для этого на промежуточные входы регистра подается кодовая комбинация в параллельном виде, а с выхода снимается в последовательном виде.

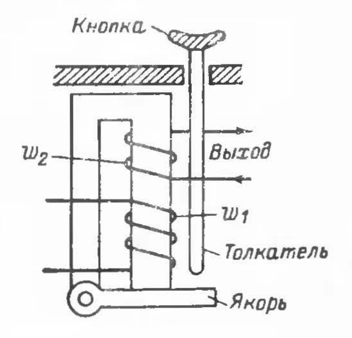



Рис. 7-3. Электромагнитный датчик дискретного сообщения.

## 7-2. Принцип построения дешифраторов

Назначение дешифраторов в устройствах дискретного действия сводится к тому, чтобы распознать зашифрованную двоичным кодом ту или другую команду (кодовую комбинацию или кодовую группу импульсов) и выдать управляющий сигнал только на одном из входов соответствующего устройства. Иначе говоря, код двоичного числа, состоящий из $n$ разрядов и поступающий на вход дешифратора, преобразуется в сигнал, появляющийся только на одном из $2^n$ выходов дешифратора. Иногда такие устройства называют многопозиционными переключателями.

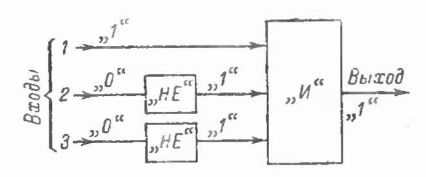



Рис. 7-4. К принципу работы дешифратора двоичного кода.

Основой схем дешифратора являются логические цепочки «И» (схемы с несколькими совпадениями). В этих схемах совпадение происходит только при одновременном поступлении сигналов по всем двоичным входам.

Однако ввиду того, что дешифраторы предназначены для дешифрации кодовых групп, состоящих из $n$ разрядов, в которых каждый разряд может быть представлен «0» или «1», перед каждым входом схемы «И», предназначенной для дешифрации кодовой группы, должны быть включены устройства для получения обратного кода, которые «нули» в прямом коде заменяют «единицами».

Тогда в конечном итоге на все входы схемы «И» поступят сигналы, и в результате этого на выходе будет получен управляющий сигнал.

Например, необходимо дешифрировать трехразрядное двоичное число 001. Схема дешифратора для данной кодовой группы может быть представлена так, как показано на рис. 7-4. В схеме перед каждым входом, на который поступает код «нуля», включены схемы «НЕ» — инверторы (см. § 2-3), преобразующие прямой код в обратный.

Следовательно, для данного кода числа на все входы схемы «И» поступят управляющие сигналы («1»), и таким образом будет получен сигнал на выходе.

Схемы совпадения, применяемые для дешифрации кодов, часто представляются в виде матриц или пирамид. Поэтому первые дешифраторы называют *матричными*, а вторые — *пирамидальными*. В свою очередь дешифраторы бывают одноступенчатые и многоступенчатые.

Дешифраторы строятся на различных элементах, например резисторах, диодах, транзисторах, ферритовых сердечниках и др. Наибольшее применение находят последние три элемента.

## 7-3. Диодный матричный дешифратор

Одна из простейших схем матричного дешифратора на диодах, предназначенная для дешифрации трехразрядного двоичного кода, приведена на рис. 7-5.

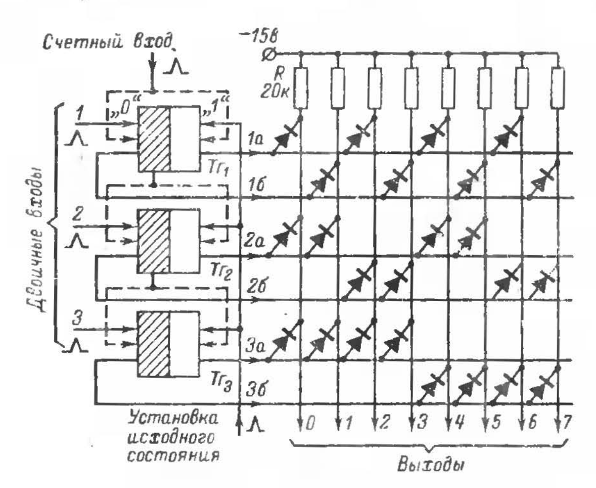



Рис. 7-5. Диодный матричный дешифратор.

Она состоит из диодной матрицы и статических триггеров ($Тг_1$—$Тг_3$), которые управляют запиранием и отпиранием диодов. Роль устройства обратного кода в данной схеме выполняют сами триггеры за счет того, что они имеют парафазные выходы.

Вертикальные шины *0—7* представляют собой выходы дешифратора; по ним передается выходной сигнал, так что каждый выход

соответствует только одному определенному двоичному числу — команде, количество которых в данном случае может быть равным 8, так как $2^n=2^3=8$.

Каждый выход через большое развязывающее сопротивление — резистор $R$ соединен с источником отрицательного напряжения, а через диоды — с парафазными выходами триггеров. Последние приводятся в исходное состояние положительным сигналом, подаваемым на шину *Установка исходного состояния.*

В исходном состоянии во всех триггерах левые транзисторы находятся в отпертом состоянии («0»), а правые — в запертом («1»). С запертых транзисторов на диоды подается запирающее напряжение. В данном случае запертыми окажутся диоды, подключенные к нулевой вертикальной шине, т. е. эта шина будет находиться под отрицательным напряжением, поступающим через резистор $R$. Остальные вертикальные шины будут находиться почти под нулевым потенциалом, так как их выходы будут зашунтированы отпертыми диодами.

Если на двоичные входы подана кодовая комбинация, например 010, переключается триггер $Tг_2$. Диоды, подключенные к горизонтальным шинам *1а, 2б* и *3а,* запираются, а все остальные диоды отпираются. В этом случае сигнал отрицательной полярности появится на второй вертикальной шине.

Таким образом, в зависимости от положения триггеров под напряжением всегда будет находиться только одна из вертикальных шин.

По такому же принципу можно построить дешифраторы и на большее число команд; разница будет только в том, что потребуется большее число диодов и триггеров.

Число диодов для данного типа дешифратора определяется следующей формулой:

$$n2^n, \tag{7-2}$$

где $n$ — число разрядов двоичного кода.

Интересно отметить, что если в рассмотренной схеме триггеры соединить между собой по счетным входам последовательно так, как показано на рис. 7-5 пунктиром, и на счетный вход первого триггера подать управляющие импульсы, то данная схема может выполнять роль распределителя импульсов (кольцевого коммутатора).

## 7-4. Диодный пирамидальный дешифратор

На диодах могут быть построены и пирамидальные дешифраторы. В отношении количества применяемых диодов они являются более экономичными, чем одноступенчатые матричные дешифраторы.

Функциональная схема пирамидального дешифратора для трехразрядного кода приведена на рис. 7-6, *а*. В ней дешифрация кодового слова начинается с поступлеиия сигнала *Пуск,* прохождение которого через ту или другую схему совпадения «И» определяется состоянием кодовых триггеров. Например, на двоичные входы подана кодовая комбинация 010. Тогда триггер $Tг_2$ будет находиться в состоянии «1—0», а остальные триггеры — в состоянии «0—1». Сигнал *Пуск,* проходя по цепочке схем «И», появится на втором выходе дешифратора. Вообще вместо сигнала *Пуск,* так же как и в схеме, изображенной на рис. 7-5, может быть подан постоянно минус источника питания.

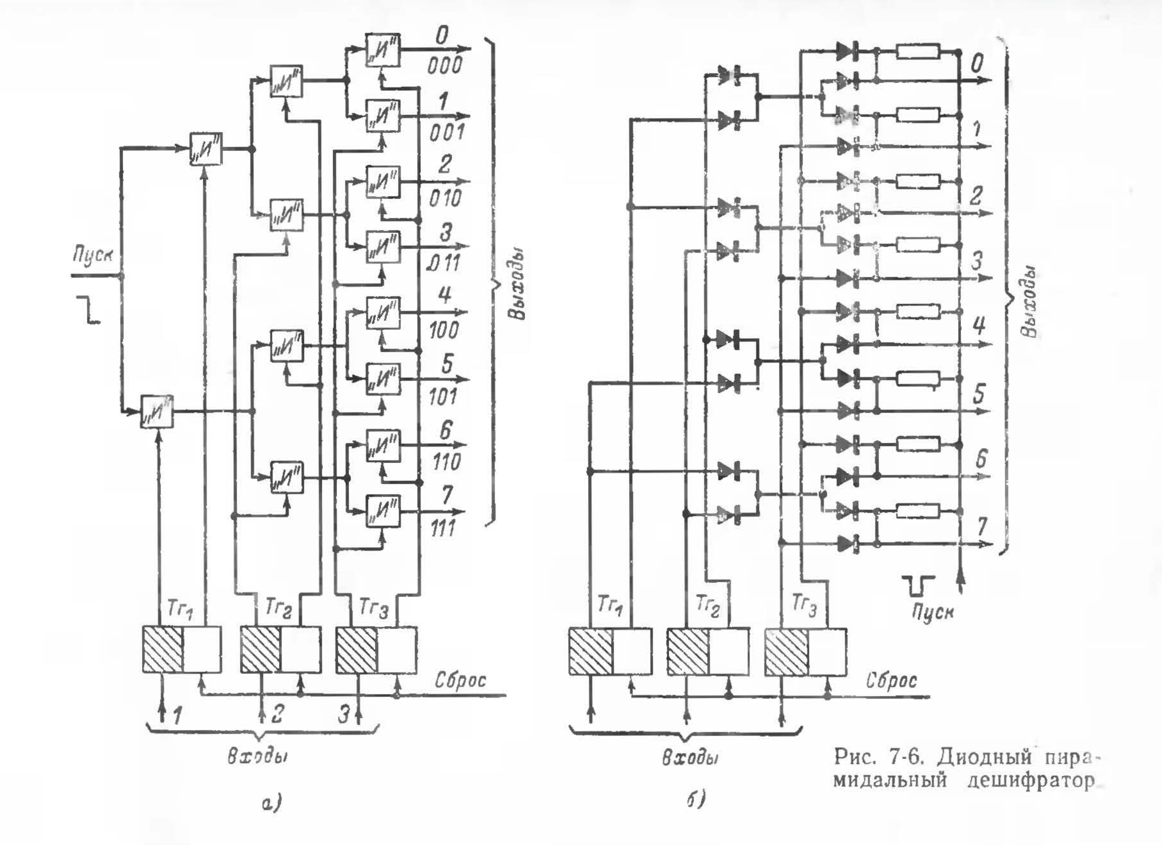



Рис. 7-6. Диодный пирамидальный дешифратор.

Нетрудно заметить, что нагрузка на триггеры (число подключенных схем «И») с увеличением номера триггера растет. Это является одним из недостатков пирамидального дешифратора, требующим включения между триггерами и схемами «И» эмиттерных повторителей.

Принципиальная схема дешифратора приведена на рис. 7-6, б. В ней количество диодов определяется следующей формулой:

$$2^{n+2} - 8. \qquad (7\text{-}3)$$

## 7-5. Феррит-транзисторные дешифраторы

В тех случаях, когда аппаратура выполнена на феррит-транзисторных элементах, дешифраторы целесообразно строить на тех же элементах по следующим причинам:

1. Отпадает необходимость введения в аппаратуру новых элементов.

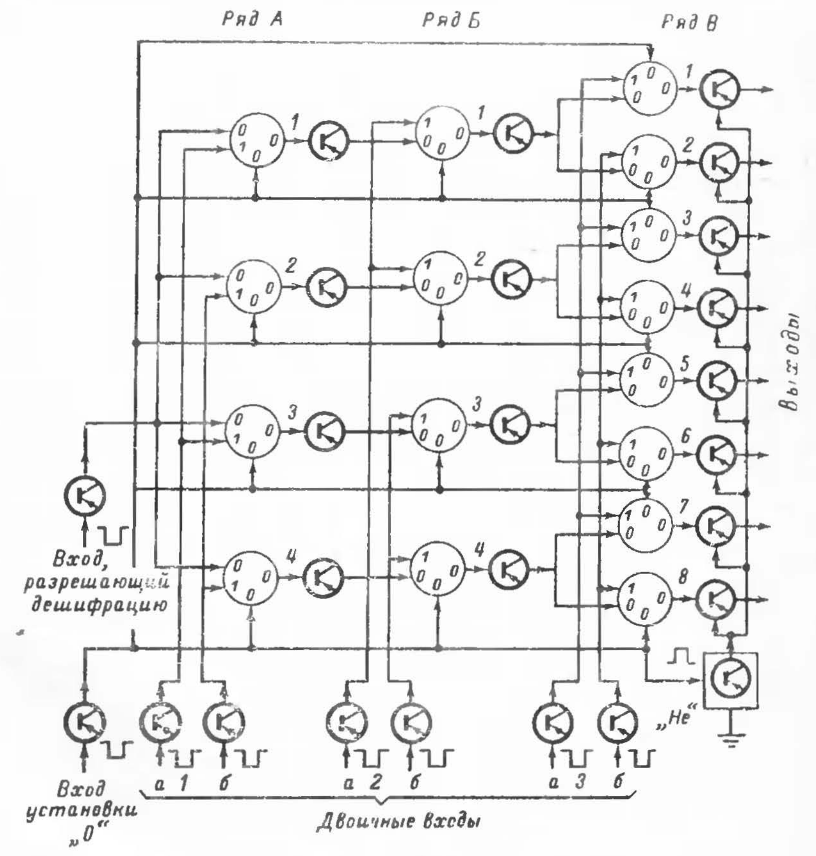



Рис. 7-7. Феррит-транзисторный пирамидальный дешифратор.

2. Выходные цепи дешифратора имеют достаточную мощность, и к ним можно подключать феррит-транзисторные ячейки непосредственно без использования промежуточных усилителей.

Одна из возможных схем дешифраторов с феррит-транзисторными элементами на три разряда двоичного кода приведена на рис. 7-7. Она является разновидностью пирамидального дешифратора, рассмотренного выше. Принцип ее работы несложен: перед дешифрацией на *Вход установки* «0» подается импульс, которым все сердечники переводятся в состояние «0». Одновременно схемой «НЕ» отключаются выходы от схемы дешифратора.

В схеме «НЕ» транзистор обычно находится в отпертом состоянии, а при поступлении на его базу положительного импульса запирается. Тем самым исключается прохождение ложного сигнала на выход дешифратора при установке сердечников в исходное состояние.

Затем на двоичные входы подается код числа: на вход *а* — импульс тока прямого кода, а на вход *б*—импульс тока обратного кода.

Допустим, необходимо дешифрировать код 101, т. е. импульсы тока будут поданы на входы *1а, 2б* и *3а*. В состояние «1» переводятся следующие сердечники в ряду *А 1* и *3*, в ряду *Б 3, 4* и в ряду *В 1, 3, 5* и *7*.

Для срабатывания схемы необходимо на вход, разрешающий дешифрацию, подать импульс тока, от которого переключатся в состояние «0» сердечники ряда *А*. При этом в цепях коллекторов транзисторов, управляемых первым и третьим сердечниками ряда *А*, находящимися в состоянии «1», возникнут импульсы тока, которые будут воздействовать на первый и третий сердечники ряда *Б*. В ряду *Б* в состояние «0» переведется только третий сердечник, который в свою очередь переключит в ряду *В* только пятый сердечник.

В результате своеобразной «цепной реакции» на пятом выходе дешифратора появится импульс тока, воздействующий на управляемое устройство. В этой схеме импульс, получаемый на выходе дешифратора, задерживается относительно импульса, разрезающего дешифрацию, на время, определяемое главным образом скоростью последовательного перемагничивания цепочки сердечников.

Число феррит-транзисторных ячеек в подобном типе дешифратора определяется как

$$2 \cdot 2^n. \tag{7-4}$$

Другой вариант феррит-транзисторного дешифратора приведен на рис. 7-8 (транзисторы для простоты начертания схемы не указаны). Этот дешифратор отличается от первого меньшим числом схемных элементов и большим быстродействием.

Принцип дешифрации основан на «ЗАПРЕТЕ» переключения дешифрирующих сердечников (*Б*) от датчика «$I_2$» информацией, поступающей с выходов устройств, вырабатывающих прямой и обратный код. «ЗАПРЕТ» осуществляется компенсацией магнитных потоков.

Дешифрация кодовых комбинаций производится в два такта: в первый такт ($ТИ_1$) вводится информация и преобразуется в прямой и обратный код. Одновременно в этот же такт осуществляется дешифрация информации, поступившей в предыдущий цикл работы дешифрирующего устройства. Во второй такт ($ТИ_2$) производится подготовка к дешифрации информации, поступившей в предыдущий такт.

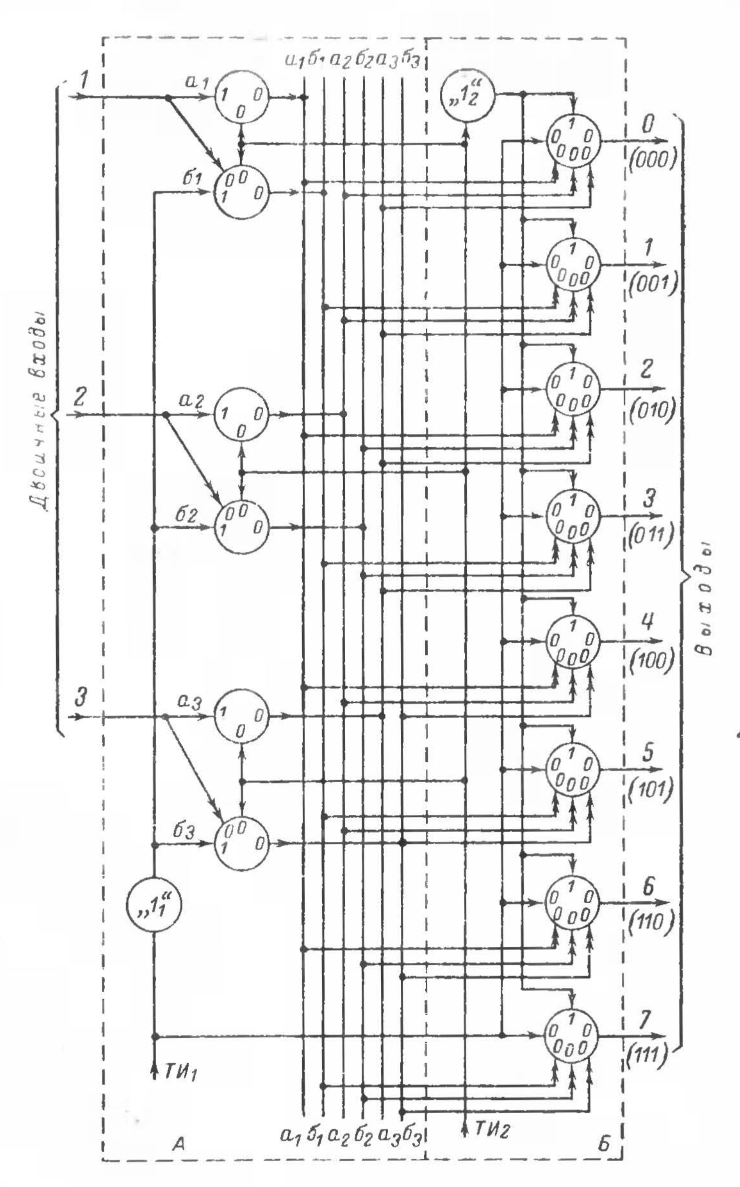



Рис. 7-8. Феррит-транзисторный дешифратор с «ЗАПРЕТОМ».

Допустим, что на двоичные входы подан код импульсов 011; в это же время поступает тактовый импульс $ТИ_1$. В состояние «1» переводятся сердечники $a_1$, $a_2$ и $б_3$. При поступлении тактового импульса $ТИ_2$ от напряжения, вырабатываемого датчиком «$I_2$», все сердечники дешифратора стремятся перейти в состояние «1». Однако в это же время в исходное состояние («0») переходят сердечники $a_1$, $a_2$ и $б_3$ (схемы получения прямого и обратного кода), которые посылают запрещающий сигнал во все сердечники дешифратора, за исключением сердечника, соответствующего третьему выходу.

В следующий цикл работы в момент поступления тактового импульса $ТИ_1$ третий сердечник дешифратора переходит в исходное состояние и выдает управляющий сигнал.

Число сердечников, необходимых для дешифрации, определяется числом управляющих выходов, что, собственно говоря, и является его преимуществом перед другими дешифраторами. Основной недостаток схемы состоит в том, что число обмоток на каждом дешифрирующем сердечнике определяется числом разрядов в кодовой комбинации импульсов, что может вызвать затруднение в размещении на сердечнике обмоток при дешифрации кодовых комбинаций с большим числом разрядов.

## 7-6. Двухступенчатый дешифратор на диодах

Каждый из рассмотренных дешифраторов имеет свои преимущества и недостатки. Выбор того или иного дешифратора зависит от его применения.

Однако применение рассмотренных схем для дешифрации кодов с большим числом разрядов, в которых должны дешифрироваться все комбинации, является невыгодным. В этих случаях более целесообразно применять многоступенчатые дешифраторы (обычно двухступенчатые).

Схема двухступенчатого дешифратора для четырехразрядного двоичного кода приведена на рис. 7-9. Идея построения этой схемы весьма проста. В ней из цепей входных пар триггеров собираются сначала двухразрядные дешифраторы, выходные провода которых образуют следующую ступень дешифратора.

Необходимое количество диодов в этом случае определится как

$$N = 2\left(2^{\frac{n}{2}+1} + 2^n\right), \tag{7-5}$$

т. е. для четырехразрядного кода потребуется всего 48 диодов вместо 64 диодов в случае построения одноступенчатого дешифратора.

## 7-7. Координатные дешифраторы

Рассмотренный двухступенчатый диодный дешифратор по принципу построения является предельно простым, однако требует большого числа элементов. Другим существенным недостатком является то, что в каждой его ступени происходит значительное ослабление выходного сигнала.

Эти недостатки отсутствуют в так называемых дешифраторах координатного типа.

Координатные дешифраторы состоят из координатной сетки, во всех узлах пересечения которой включены соответствующие схемы совпадений, состоящие либо из транзисторов, магнитных ключей, ди-

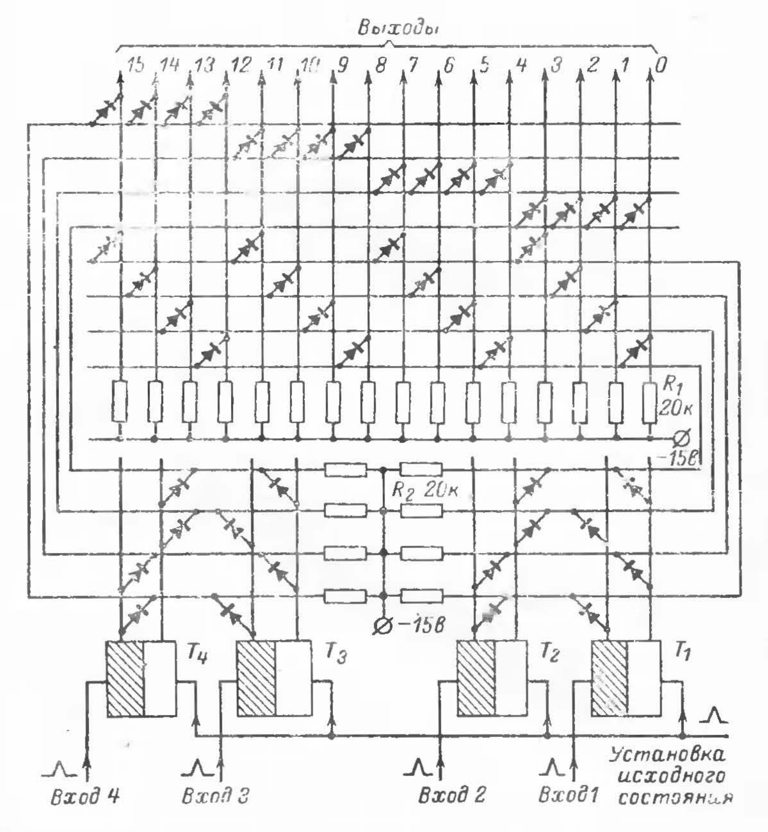



Рис. 7-9. Двухступенчатый дешифратор на диодах

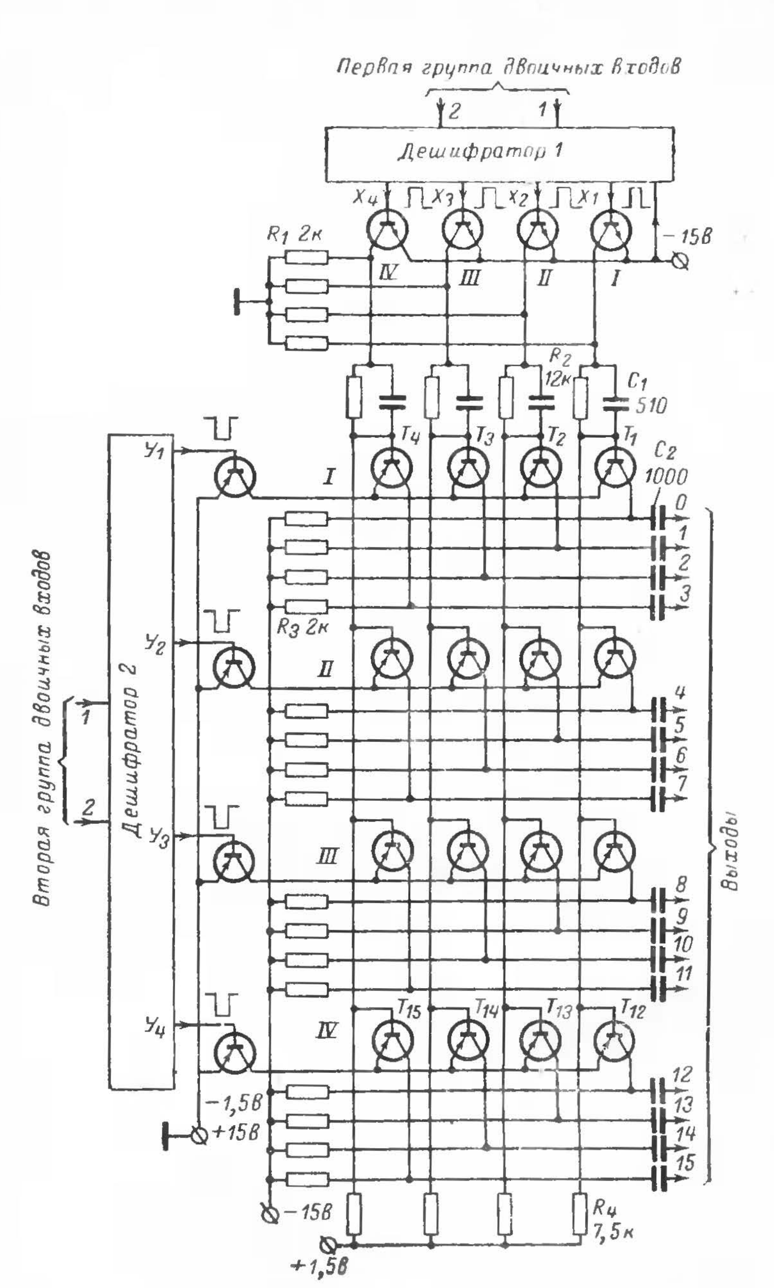



Рис. 7-10. Координатный дешифратор на транзисторах.

одно-трансформаторных схем совпадений, либо из других приборов, обладающих пороговыми свойствами. В матричном же дешифраторе в каждой его строке перечисленные приборы включены по определенному закону. Рассмотрим наиболее употребительные схемы дешифраторов *координатного типа*.

**Координатный дешифратор с транзисторными ключами,** схема которого приведена на рис. 7-10, состоит из двух дешифраторов обычного типа, которыми дешифрируется: первым — одна группа кодовых импульсов, а вторым — вторая группа. Сигналы, получаемые на выходе *дешифратора 1*, имеют положительный знак и управляют выходными транзисторами с переходами типа *n-p-n*, тогда как сигналы, получаемые на выходе *дешифратора 2*, имеют отрицательный знак и управляют выходными транзисторами, имеющими переходы типа *p-n-p*.

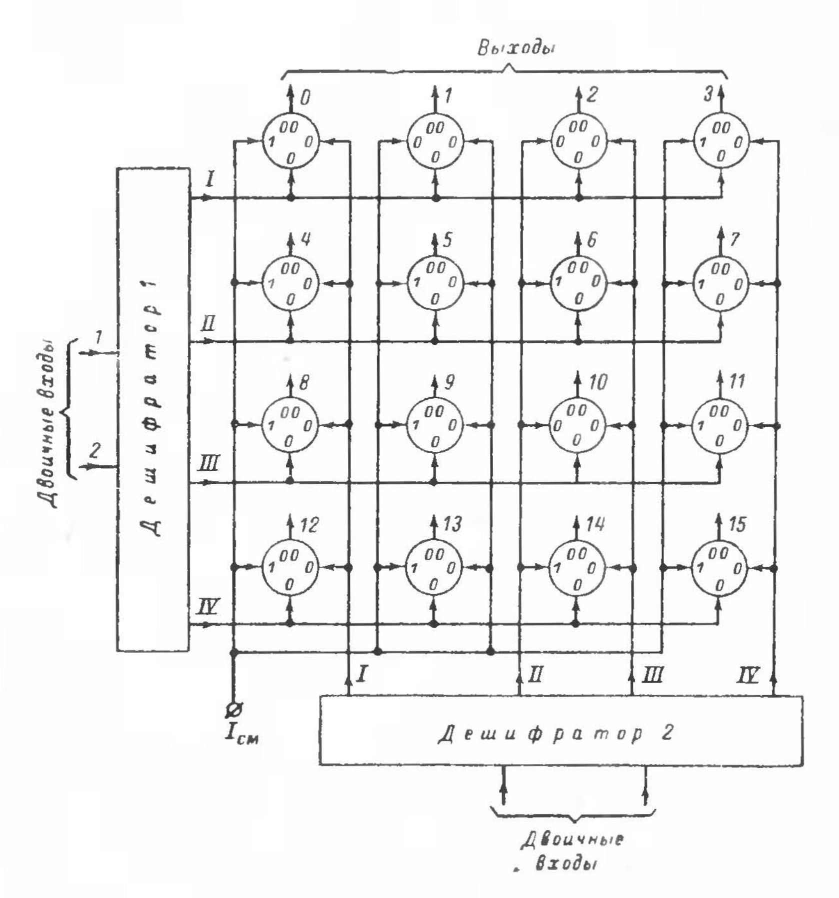



Рис. 7-11. Координатный дешифратор на магнитных ключах.

Первым типом транзисторов осуществляется подача отпирающего напряжения отрицательного знака на базы транзисторов координатной сетки, подключенных к соответствующей вертикальной шине. Вторым типом транзисторов осуществляется включение через горизонтальную шину эмиттерной цепи соответствующих транзисторов координатной сетки к плюсу источника питания (+15 *в*).

Допустим, получен сигнал на вертикальной шине $x_1$ и горизонтальной шине $y_4$. В этом случае открывается выходной транзистор, управляемый сигналом $x_1$, и включается минус источника питания (—15 *в*) на базы всех транзисторов координатной сетки, подключенных к вертикальной шине *1*. Однако из этих транзисторов сможет открыться только тот, у которого эмиттер соединен через соответствующий выходной транзистор горизонтальных шин с плюсом источника питания.

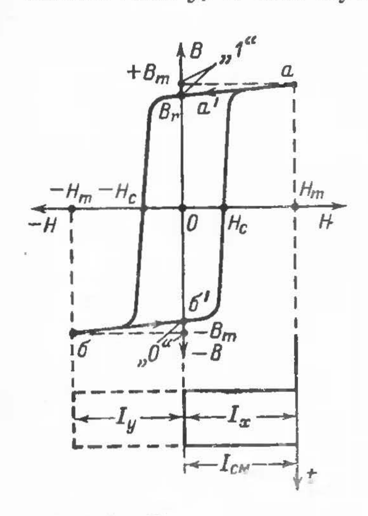



Рис. 7-12. К принципу работы магнитного ключа.

Таким транзистором является $T_{12}$, эмиттер которого соединен с +15 *в* через выходной транзистор, управляемый с выхода $y_4$. Сигнал появится только на выходе *12* координатной сетки. Все остальные транзисторы координатной сетки останутся в запертом состоянии.

**Координатный дешифратор с магнитными ключами** (рис. 7-11). Магнитные ключи (схемы двух совпадений), включенные в узлах координатной сетки, управляются транзисторами. Последние являются усилителями выходных сигналов обычных дешифраторов, рассмотренных выше.

Принцип действия магнитного ключа основан на том, что в одну из обмоток сердечника подается ток смещения $I_{см}$ (рис. 7-12), намагничивающий сердечник до насыщения (точка *а*).

Каждый из входных сигналов схемы совпадения $I_x$ или $I_y$, поступающих на одну из горизонтальных или вертикальных шин, имеет такую величину, что способен лишь только преодолеть поле, созданное током смещения. Намагничивание сердечника при этом изменяется незначительно (от точки *а* до точки *а'*), что сопровождается появлением на выходной обмотке незначительной помехи. Но если поступают одновременно оба входных сигнала ($I_x$ и $I_y$), то намагничивание сердечника резко изменяется от точки *а* до точки *б*. Происходит значительное изменение магнитной индукции от $+B_m$ до $-B_m$. В выходной обмотке индуктируется выходной сигнал.

Поскольку схема рис. 7-11 представляет функциональную схему, то, чтобы отличить работу сердечника в режиме магнитного ключа от работы в качестве переключающегося элемента, у выходной цепи записаны две цифры (два нуля), указывающие, что выходной сигнал появляется, если есть входной сигнал и по одному управляющему входу и по другому.

**Координатный диодно-трансформаторный дешифратор**, схема которого приведена на рис. 7-13, отличается тем, что при совпадении двух импульсов, получаемых на выходе *дешифраторов 1 и 2,* ток во входных обмотках сердечников, включенных в координатную сетку, протекает только в каком-либо одном сердечнике, тогда как во всех

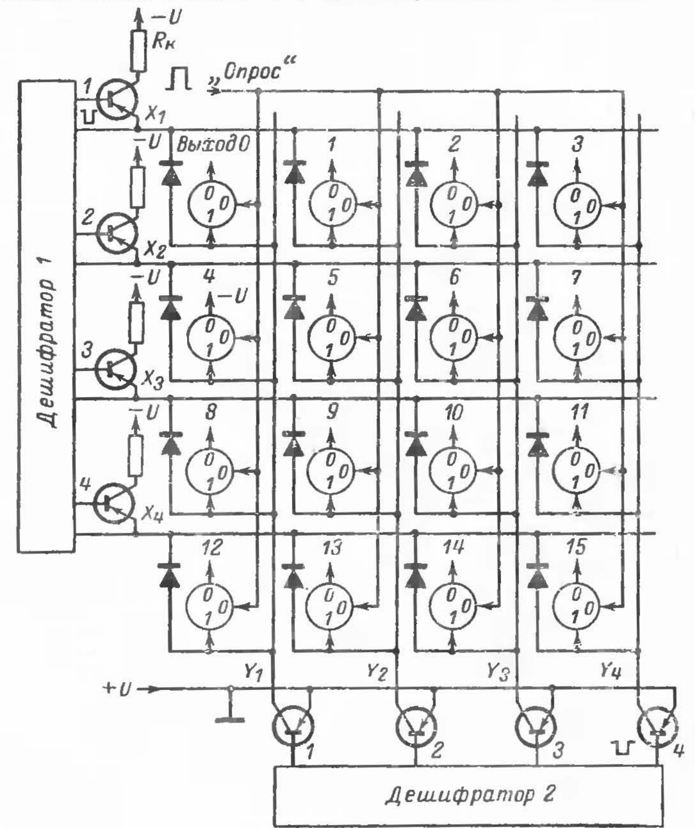



Рис. 7-13. Координатный диодно-трансформаторный дешифратор.

остальных сердечниках ток отсутствует. Достигается это за счет того, что последовательно с входной обмоткой каждого сердечника включен разделительный диод (в практических схемах диоды включаются не в каждый сердечник, а через один).

Дешифратор работает следующим образом. Допустим, сигнал появился на выходе *1 дешифратора 1* и на выходе *4 дешифратора 2.* Тогда открывается транзистор *1*, относящийся к горизонтальной шине $X_1$, и транзистор *4,* относящийся к вертикальной шине $Y_4$. Ток, протекающий от источника питания через открытые транзисторы, пе-

реводит в состояние «1» сердечник, относящийся к третьему выходу. После этого подается *Опросный импульс.* Третий сердечник возвращается в исходное состояние, и на выход *3* поступает выходной сигнал.

Таким образом, другой выгодной особенностью этой схемы является то, что в ней осуществляется не только дешифрация, но также долговременное запоминание расшифрованной кодовой комбинации.

*Глава восьмая*

# ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

## 8-1. Общие сведения

Во всех устройствах автоматики, как правило, имеются запоминающие устройства (ЗУ), осуществляющие хранение двоичной информации.

Назначение ЗУ в этих устройствах самое разнообразное. Так, в автоматах, осуществляющих управление движущимися объектами, технологическими процессами и т. д., или в устройствах переработки информации, например таких, как вычислительные машины, происходит взаимодействие одной части поступающей информации с другой, в результате которого появляется новая информация, подлежащая взаимодействию с ранее полученной информацией. Поскольку указанные действия происходят в различные отрезки времени, то для хранения ранее полученной информации необходимы запоминающие устройства.

В технике связи ЗУ часто применяются для записи сообщения, поступающего с большой скоростью, которое после приема считывается на медленно действующие печатающие устройства.

Иногда в технике связи и в телемеханике ЗУ используются в качестве буферных накопителей. Так, в системах телемеханики со спорадической (случайной) передачей информации в некоторые моменты времени может передаваться большой объем информации, в то время как в другие моменты времени передача информации может отсутствовать. Поэтому в целях более эффективного использования канала связи последний рассчитывается на среднее количество передаваемой информации, а согласование скоростей передачи информации между источником сообщения и каналом связи осуществляется буферным ЗУ соответствующей емкости.

Простейшим примером применения буферного ЗУ является сопряжение телеграфной работы, осуществляемой неравномерным кодом Морзе, с работой буквопечатающего устройства, работающего равномерным кодом.

Хранение двоичной информации чаще всего осуществляют с помощью устройств, имеющих два устойчивых состояния, например с помощью обычных триггеров. В тех случаях, когда объем хранимой информации невелик — два-три десятка двоичных единиц, в качестве ЗУ можно использовать регистры сдвига.

При большом объеме хранимой информации использование регистров сдвига становится слишком сложным и неэкономичным.

В этих случаях обычно применяют ЗУ, в которых в качестве накопителя информации используют ферритовые сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса (диаметром 0,5—2 *мм*), имеющие преимущество в том отношении, что для хранения информации не требуют затрат энергии. Число сердечников в накопителе ЗУ определяется числом двоичных единиц, подлежащих запоминанию.

По схеме управления существующие ЗУ можно условно разделить: на ЗУ с адресным обращением, ЗУ с последовательным обращением и на буферные ЗУ.

В ЗУ с адресным обращением каждое кодовое слово запоминается по определенному адресу, который определяет пространственное местоположение данного слова в накопителе ЗУ. Следовательно, каждое кодовое слово, подлежащее хранению, сопровождается дополнительными двоичными разрядами, несущими код адреса.

Адрес, по которому записывается слово, определяется состоянием адресного дешифратора во время записи слова. Каждому адресу соответствует свой ряд сердечников в накопителе, куда записывается запоминаемое слово. Такой ряд сердечников в накопителе называется числовой линейной. Обычно она рассчитывается для хранения одного кодового слова.

В ЗУ с последовательным обращением каждое слово записывается в следующие друг за другом числовые линейки. ЗУ такого типа имеет более простое устройство управления, чем ЗУ с адресным обращением, и, кроме того, само слово, подлежащее запоминанию, не требуется сопровождать кодом адреса. Однако в таком ЗУ каждое кодовое слово доступно только в фиксированный момент времени, отсчитываемый от начала записи.

Буферные ЗУ отличаются от ЗУ с последовательным доступом тем, что они рассчитаны на два одновременных действия: запись информации с одной скоростью и одновременное ее считывание с другой скоростью.

По способу организации накопления запоминающие устройства можно разделить на: 1) ЗУ с записью и считыванием информации совпадающими «полутоками»; 2) ЗУ с записью «полутоками» и считывание информации «полными токами»; 3) ЗУ с записью и считыванием информации «полными токами».

Первые два типа ЗУ используются для хранения сравнительно больших объемов информации, сложны в изготовлении, даже в условиях специализированного производства, и поэтому в данной книге не рассматриваются. Ниже рассматриваются ЗУ с записью и считыванием информации «полными» токами, которые могут быть построены в радиолюбительских условиях.

## 8-2. Матричные феррит-диодные запоминающие устройства с «полными токами» записи и считывания информации

В тех случаях, когда требуется ЗУ небольшой емкости порядка $(1—2) \cdot 10^3$ двоичных единиц, но высокой надежности и в то же время работающее в широком диапазоне температур, применяют феррит-диодные ЗУ с выборкой «полным током» при записи и считывании хранимой информации.

ЗУ с такой выборкой имеют следующие достоинства:

1. Отпадают требования в отношении стабильности координатных токов.

2. Снижаются требования в отношении прямоугольности петли гистерезиса сердечников ЗУ, что позволяет использовать сердечники с малой коэрцитивной силой, например такие, как 0,16ВТ.

3. За счет форсирования режимов записи и считывания может быть достигнуто повышение быстродействия.

4. При считывании информации отсутствуют помехи, связанные с частичным перемагничиванием сердечников.

К числу недостатков относится наличие диодов, т. е. элементов менее надежных, чем магнитные сердечники.

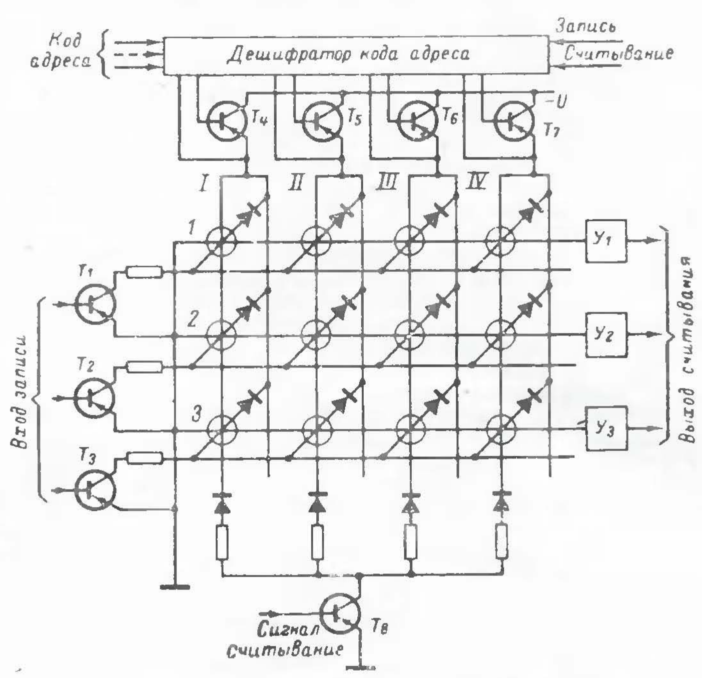



Рис. 8-1. Схема феррит-диодного ЗУ с одномерной выборкой «полным током».

ЗУ с выборкой «полным током» наиболее просто можно выполнить в виде плоской прямоугольной матрицы так, как показано на рис. 8-1. Как видно из рисунка, разрядные линейки управляются транзисторными ключами $T_1$—$T_3$, а числовые линейки — ключами $T_4$—$T_7$. Запоминающее устройство работает таким образом, что каждой записи предшествует считывание, устанавливающее все сердечники данного числа в состояние «0».

При записи отпираются соответствующие ключи разрядного устройства и один из ключей числовой линейки. Например, необходимо записать кодовое слово 011 в третью числовую линейку. Тогда откроются транзисторы $T_1$ и $T_2$ в разрядных линейках и $T_6$ в числовой линейке. В сердечники *1* и *2* числовой линейки *III* запишутся «1».

При считывании информации открывается общий транзистор $T_8$ и соответствующий ключ числовой линейки. Все сердечники, находящиеся в данном столбце, переводятся в состояние «0». На выходной обмотке появится сигнал считывания, который после усиления усилителями считывания $У_1$—$У_3$ поступит на выход ЗУ.

Следует отметить, что ток ключа числовой линейки зависит от количества двоичных единиц, записываемых в числовую линейку, и, по существу, определяется числом разрядов в запоминаемых кодовых словах. Следовательно, ключи числовой линейки при одновитковой обмотке записи должны пропускать достаточно большой ток. Последнее является недостатком такого ЗУ, так как в ключах необходимо применять мощные транзисторы, например типа П601. Однако этот недостаток можно устранить, если перейти к многовитковой обмотке записи или производить поочередную запись каждого разряда, но в этом случае значительно снижается скорость записи слова.

Другим недостатком является необходимость иметь достаточно большое количество числовых ключей. Если перейти на считывание полным током по двум координатам (двумерное считывание), то общее число ключей при большом числе запоминаемых слов можно существенно уменьшить.

Один из вариантов схемы ЗУ с двумерной выборкой «полным током» как при записи, так и при считывании, разработанной в 1962 г. А. В. Касименко, приведен на рис. 8-2. Емкость этого ЗУ — девять трехразрядных кодовых слов. Запись и считывание информации осуществляются посредством феррит-транзисторных ячеек, выполняющих роль ключей.

Запоминающее устройство состоит из накопителя — ячейки *1—9*, двух дешифраторов адреса с соответствующими ключами управления по осям $X$ и $Y$; ключей управления для оси $Z$ — ячейки *Iа — IIIв* и входного регистра.

Накопитель ЗУ собран из отдельных запоминающих ячеек, число которых определяется количеством запоминаемых слов. Каждая ячейка выполняется на отдельной плате, на которой размещаются ферритовые сердечники и диоды. Количество сердечников и диодов, участвующих при записи, определяется числом разрядов в кодовом слове. Кроме того, на каждой плате дополнительно устанавливается один общий диод, участвующий при считывании информации.

Работа устройства протекает в два такта, сдвинутых относительно друг друга на половину периода их повторения ($ТИ_1$ и $ТИ_2$). В $ТИ_1$ происходит считывание информации, а в $ТИ_2$ — запись. При считывании все сердечники по избранному адресу устанавливаются в состояние «0».

Рассмотрим процесс записи двоичного числа, например 011, в 4-ю ячейку накопителя. Информация, подлежащая записи, поступает во входной регистр, который является промежуточным устройством, осуществляющим управление ключами координаты $Z$. Во входном регистре ФТЯ *1* и *2* перейдут в состояние «1». Одновременно в состояние «1» перейдут ФТЯ *2а* и *2б* дешифратора $X$ и ФТЯ *1а* и *1б* дешифратора $Y$. При поступлении $ТИ_1$ в упомянутых ФТЯ, относящихся к $ТИ_1$, произойдет считывание «1». В результате этого отопрутся соответствующие транзисторы, и ток, проходящий через эти транзисторы и обмотки ячейки *4*, показанные на рис. 8-2 в диагональном направлении, установит сердечники ячейки *4* в состояние «0». Одновременно под действием $ТИ_1$ все сердечники коорди-

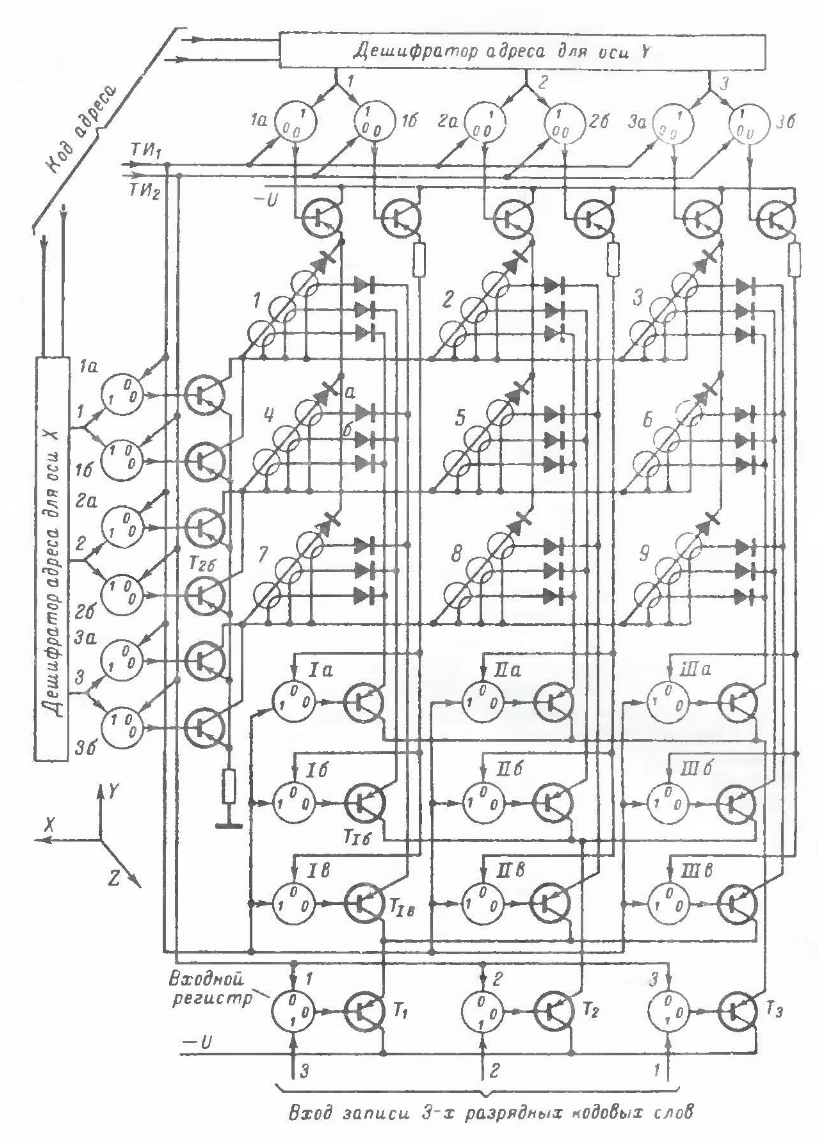



Рис. 8-2. Схема феррит-диодного ЗУ с двухмерной выборкой «полным током».

наты $Z$ переводятся в состояние «1», и таким образом ячейка *4* будет подготовлена к записи информации. Во второй такт откроются ключи *2б* дешифратора $X$ и *1б* дешифратора $Y$, а также произойдет открывание транзисторов ФТЯ *1* и *2* входного регистра. При срабатывании ключа *1б* дешифратора $Y$ произойдет считывание «1» с ФТЯ *1а—1в*. В результате этого через открытый транзистор $T_{2б}$, далее через записывающие обмотки ячейки *4*, подключенные через диоды *а* и *б*, отпертые транзисторы $T_{1б}$, $T_{1в}$, а также через $T_1$ и $T_2$ пройдет импульс тока, которым и запишется код 011 в соответствующие сердечники ячейки *4*.

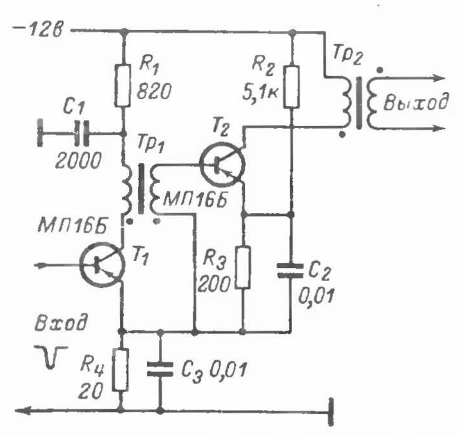



Рис. 8-3. Усилитель считывания для феррит-диодных ЗУ.

Таким образом, запись информации происходит «полным током» за счет протекания импульса тока по координатам $X$ и $Z$.

Рассмотрим процесс считывания. Допустим, необходимо считать двоичное число из 8-й ячейки накопителя. В этом случае на вход дешифратора поступит такой код адреса, при котором появятся управляющие сигналы на выходе *3* дешифратора $X$ и на выходе *2* дешифратора $Y$. В соответствующие ФТЯ записываются единицы. При поступлении $ТИ_1$ откроется транзистор ФТЯ *3а* дешифратора $X$ и транзистор ФТЯ *2а* дешифратора $Y$. По считывающей обмотке ячейки *8*, показанной на рис. 8-2 в диагональном направлении, пройдет импульс тока с амплитудой, достаточной для полного перемагничивания сердечников. В считывающих обмотках (на рис. 8-2 не показаны) сердечников, которые находились в состоянии «1», возникнут импульсы напряжения.

Таким образом, считывание информации происходит за счет протекания полного считывающего тока по координатам $X$ и $Y$.

Считывающие обмотки одноименных разрядов соединяются между собой последовательно. К обмоткам подключаются усилители считывания, состоящие из двух каскадов (рис. 8-3). Сердечники трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ — оксиферовые $\mu = 600$, с наружным диаметром 8,6 *мм*, число витков каждой обмотки 60.

В целях уменьшения длины провода считывающей обмотки и соответственно уменьшения индукционных помех, наводимых в этом проводе, можно произвести смешанное соединение обмоток. Например, все обмотки одного разряда одной и той же строки соединяются последовательно, а затем обмотки каждой строки через разделительные диоды соединяются между собой параллельно.

Если рассмотренное ЗУ используется в качестве долговременного запоминающего устройства с последовательным обращением, то в этом случае необходимость в дешифраторах отпадает. Вместо них устанавливаются двухтактные кольцевые коммутаторы, ФТЯ которых используются одновременно в качестве управляющих ключей. При этом кольцевые коммутаторы устраиваются так, чтобы они выполняли роль многорядного делителя частоты (см. § 6-2) с коэффициентом деления, равным емкости ЗУ. Схемами совпадения для делителя будут числовые линейки. В этом случае кольцевые коммутаторы для координат $X$ и $Y$ должны выражаться простыми числами, не имеющими общего делителя, в противном случае будет производиться выборка лишь части из $M$ чисел.

Для сравнительного анализа произведем расчет потребного числа ключей для ЗУ с одномерным считыванием, осуществляемым по схеме, изображенной на рис. 8-1, и для двумерного считывания, осуществляемого по схеме рис. 8-2.

В первой схеме потребуется число ключей $M=2^m$, где $m$ — число разрядов в коде адреса. Во второй схеме соотношение между количеством ключей определится следующим уравнением:

$$M_x M_y = M, \tag{8-1}$$

где $M_x$ и $M_y$ — соответственно количество ключей в координатах $X$ и $Y$.

Следовательно, суммарное количество ключей для записи и считывания составит (см. рис. 8-2):

$$M = 2(M_x + M_y). \tag{8-2}$$

Кроме того, при записи дополнительно используются ключи координаты $Z$. Количество последних равно произведению числа ключей по координате $X$ на число разрядов $n$ в кодовом слове, т. е.

$$M_z = M_x n. \tag{8-3}$$

Тогда общее количество ключей, используемых в схеме рис. 8-2, составит:

$$M_{общ} = 2(M_x + M_y) + M_x n. \tag{8-4}$$

Предположим, что ЗУ рассчитано на $M=1\,024$ трехразрядных ($n=3$) двоичных числа. Следовательно, для ЗУ по схеме рис. 8-1 потребуется 1 024 ключа.

Допустим, что в ЗУ по схеме рис. 8-2 накопитель имеет квадратную форму, тогда

$$M_x = M_y = \sqrt{M} = \sqrt{1\,024} = 32.$$

Подставляя имеющиеся данные в уравнение (8-4), получим:

$$M_{общ} = 2(32 + 32) + 32 \cdot 3 = 224 \text{ ключа},$$

Итак, в схеме рис. 8-2 для записи 1 024 чисел нужно иметь 224 ключа, тогда как в схеме рис. 8-1 — 1 024 ключа, т. е. на 800 ключей больше.

Кроме того, на рис. 8-1 изображена неполная схема. На ней не показаны ключи, осуществляющие коммутацию при переходе со считывания на запись и наоборот. Если учесть это, то преимущество второй схемы станет еще более внушительным.

Температурный диапазон работы ЗУ с выборкой «полным током» определяется в основном температурным диапазоном устойчивой работы ФТЯ.

## 8-3. Буферное запоминающее устройство

Основным требованием, предъявляемым к буферному ЗУ, является возможность записи с большой скоростью, изменяющейся в широком диапазоне, и одновременное списывание со скоростью независимой записи. Этому требованию удовлетворяют ЗУ, собранные по схеме рис. 8-4.

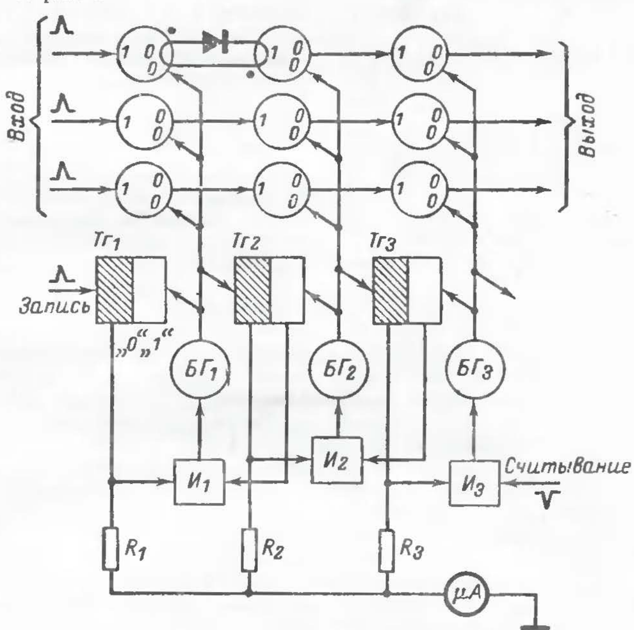



Рис. 8-4. Схема буферного ЗУ.

Оно состоит из феррит-диодного накопителя и схемы управления. Емкость ЗУ в отношении количества кодовых слов определяется числом столбцов, а разрядность кодового слова — числом строк в накопителе.

В устройство управления входят триггеры, блокинг-генераторы (*БГ*) и схемы «И». Их количество определяется числом столбцов в накопителе.

Схема «И» и блокинг-генератор для одного столбца приведены на рис. 8-5. В схему «И» входят диоды $Д_1$, $Д_2$ и резистор $R_1$. В от-

сутствие управляющего сигнала входы *1* и *2* находятся под потенциалом общей точки схемы. Выход схемы «И» зашунтирован диодами $Д_1$ или $Д_2$ через входы *1* и *2* на общий провод схемы. Напряжение на выходе «И» (диоде $Д_3$) отсутствует. Блокинг-генератор — транзистор *T* заперт положительным смещением, поступающим от источника 1,5 *в*.

При поступлении на оба входа схемы «И» управляющего напряжения отрицательной полярности диоды $Д_1$ и $Д_2$ запираются. На выходе «И» появляется напряжение отрицательной полярности, которое, проходя через диод $Д_3$, отпирает транзистор *T*, и блокинг-генератор срабатывает. В его коллекторной цепи возникает импульс тока, который используется для перевода сердечников соответствующего столбца накопителя в состояние «0», т. е. производится считывание информации с накопительных сердечников (таковая нагрузка подключается к зажимам *Выход*). С коллектора транзистора *T* снимается импульс положительной полярности, которым переключается первый триггер (см. рис. 8-4) в состояние «1»—«0», а левый — в исходное состояние «0» — «1».

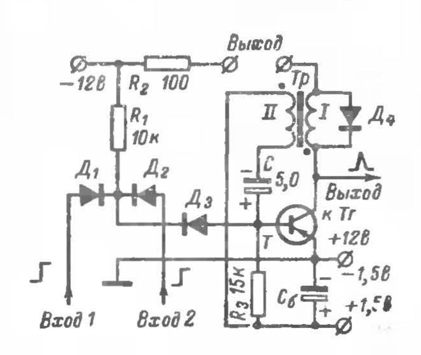



Рис. 8-5. Схема устройства управления буфетным ЗУ.

Следует заметить, что между моментом поступления управляющих сигналов на входы *1* и *2* и срабатыванием *БГ* происходит некоторая задержка, происходящая за счет заряда конденсатора *C*. Эта задержка в данном случае является полезной, так как *БГ* производит установку сердечников в состояние «0» после того, как в сердечниках закончится запись «1».

Рассмотрим процесс записи информации ЗУ. Допустим, что триггеры $Тг_1$—$Тг_3$ находятся в исходном состоянии «0»—«1»: левые транзисторы отперты, а правые заперты. Следовательно, правые диоды схемы «И» заперты, а левые отперты.

С кодовым словом, поступающим на вход ЗУ, также поступает сигнал *Запись*. В соответствии с кодом записываемого слова соответствующие сердечники первого столбца переходят в состояние «1». Одновременно с этим срабатывает триггер $Тг_1$ и запирает левый диод «$И_1$». Со схемы «$И_1$» поступает управляющий сигнал, от которого срабатывает $БГ_1$. Последний производит считывание информации с первого столбца сердечников и запись ее во второй столбец накопительного поля. Одновременно от сигнала $БГ_1$ срабатывают $Тг_1$ и $Тг_2$. Первый возвращается в исходное состояние, а второй — в состояние «1»—«0». Первый столбец оказывается готовым к приему следующего кодового слова. Как только появится управляющий сигнал, на левом входе «$И_2$» срабатывает $БГ_2$, который переводит информацию в в следующий столбец накопителя и подготавливает второй столбец к приему следующего кодового слова.

Считывание информации с последнего столбца накопителя производится по сигналу *Считывание*, поступающему от потребителя ин-

формации, причем только при наличии информации в последнем столбце накопителя. Последнее определяется состоянием триггера $Tг_3$.

Рассмотрим случай, когда еще не списана информация со второго столбца накопителя, как вновь на вход поступила новая информация. Тогда срабатывает триггер $Tг_1$, а $БГ_1$ не срабатывает, так как отсутствует управляющий сигнал на правом входе схемы «$И_1$», поступающий с $Tг_2$. $БГ_1$ сработает только тогда, когда освободится второй столбец накопителя.

Таким образом, отличительной особенностью рассмотренного ЗУ является автоматическая передача накопленной информации с одного столбца накопителя на другой без воздействия внешних синхронизирующих импульсов, причем автоматическое переписывание происходит по мере списывания информации с находящихся впереди столбцов. Благодаря этому скорости записи и считывания информации являются независимыми.

Контроль за работой ЗУ, а именно за количеством записанных кодовых слов, можно осуществлять с помощью микроамперметра, который подключен к выходу сумматора проводимостей, состоящего из резисторов $R_1$—$R_3$ (см. § 6-3).

Если сопротивления резисторов $R_1=R_2=R_3$, то показание микроамперметра будет пропорциональным количеству накопленных слов.

Это напряжение также может быть использовано для автоматического увеличения (уменьшения) скорости считывания информации или для уменьшения (увеличения) производительности работы источника сообщения.

*Глава девятая*

# СХЕМЫ СРАВНЕНИЯ

## 9-1. Назначение схем сравнения и требования, предъявляемые к ним

В любой системе автоматического регулирования окончание регулируемого процесса определяется путем сравнения выходного результата с заданным.

Обычно сравнение контролируемой величины с заданной осуществляют в аналоговой форме. В связи с этим неэлектрические величины, например температуру, давление и т. д., преобразуют в электрические величины — напряжение, ток и т. д.

Устройства, определяющие окончание того или другого процесса или осуществляющие контроль за процессами регулирования путем сравнения с заданным параметрами, принято называть схемами сравнения.

Если регулирование осуществляется устройствами дискретного действия, то в этом случае аналоговые величины преобразуются в цифровой код. Неотъемлемой частью таких преобразователей также являются схемы сравнения.

Итак, схемы сравнения предназначены для получения перепада напряжения или короткого импульса в момент равенства двух входных напряжений или токов, показывающих окончание процесса регулирования. При этом в большинстве случаев одна из входных величин является постоянной или медленно меняющейся, а другая изменяется относительно быстро.

Иногда в литературе схемы сравнения называют нуль-органами, амплитудными компараторами и т. д.

К схемам сравнения предъявляются следующие требования:

1. Входное сопротивление схемы сравнения должно быть достаточно большим, что позволит уменьшить нагрузку на источник измеряемого напряжения.

2. Быстродействие схемы сравнения должно быть таким, чтобы обеспечивалось надежное слежение за выходными уровнями измеряемой величины при максимальной скорости его изменения.

3. Точность работы схемы сравнения должна определяться величиной измеряемого параметра и должна как можно меньше зависеть от других причин, таких, как стабильность питающих напряжений, старение элементов схемы, изменение окружающей температуры и т. д.

4. Точность работы схемы в свою очередь определяется ее чувствительностью, т. е. способностью различать уровни, имеющие малую разность между измеряемой и заданной величинами. Кроме того, чувствительность схемы сравнения не должна зависеть от величины и закона изменения сравнительных параметров, а также от их знака.

5. В схемах сравнения в основном применяются элементы, обладающие некоторым порогом срабатывания. Соответственно этому они обладают некоторой зоной нечувствительности, вызванной, например, в вольтметровом реле «сухим» трением, а в электронных приборах — наличием нелинейности в вольт-амперных характеристиках этих приборов. Следовательно, величина зоны нечувствительности схемы сравнения должна быть достаточно малой.

Перечисленным требованиям в некоторой мере могут удовлетворить элементы с релейной характеристикой, обладающие большим коэффициентом усиления, малым уровнем собственных шумов, большим входным сопротивлением и малой инерционностью.

## 9-2. Принцип построения схем сравнения

Схемы сравнения могут быть выполнены множеством различных способов. Однако все они в соответствии с принципами их построения могут быть разделены на две основные группы: а) схемы сравнения, выполненные на линейных элементах, например на резисторах; б) схемы сравнения, выполненные на нелинейных элементах, например на полупроводниковых приборах.

В схемах сравнения первого вида эталонное напряжение $U_э$ и измеряемое $U_x$ могут быть включены между собой как встречно (рис. 9-1, *а*), так и последовательно (рис. 9-1, *б*). В первом случае прибор, определяющий превышение того или другого напряжения или их равенство, подключается к схеме сравнения последовательно с $U_x$ и $U_э$. В этой схеме измерительный прибор не должен иметь гальванической связи с общей точкой включения источников $U_x$ и $U_э$, что является недостатком данного способа сравнения. Однако эта схема имеет значительное преимущество в том, что в момент равенства $U_x = U_э$ от источников сравниваемых напряжений не потребляется энергия. Это очень важно при сравнении напряжений источников, имеющих большое внутреннее сопротивление.

Такой способ сравнения без использования усилителей удобно применять в случае, когда в качестве измерительного прибора ис-

пользуются вольтметровые реле или поляризованные реле с нейтральной регулировкой, например типа РП-5.

При последовательном соединении между собой $U_э$ и $U_x$ (рис. 9-1, *б*) измерительный прибор измеряет разность напряжений, получаемую между $U_x$ и падением напряжения на резисторе $R$ или $U_э$ и $R'$, и поэтому имеет гальваническую связь с общей точкой. Это является основным достоинством, так как позволяет включать измерительный прибор через усилитель, имеющий экранировку вход-

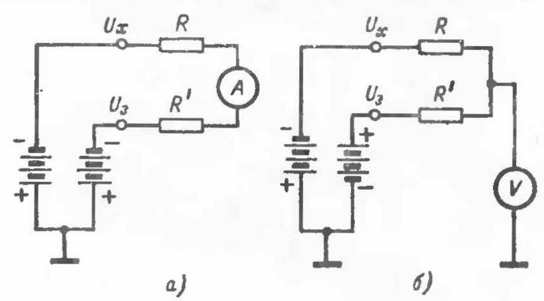



Рис. 9-1. Схемы сравнения на резисторах.

*а* — при встречном включении $U_x$ и $U_э$; *б* — при последовательном.

ных цепей и гальваническую связь с общей точкой схемы. Следовательно, в таком случае усилитель может быть выполнен с достаточно большим усилением, обеспечивающим измерение $|U_э - U_x|$ с большой точностью.

Недостатком схемы сравнения второго вида является то, что источники $U_x$ и $U_э$ имеют постоянную нагрузку. С целью уменьшения тока нагрузки или, иначе говоря, с целью увеличения входного сопротивления устройства сравнения вынуждены ставить резисторы $R$ и $R'$ с большим сопротивлением, но это приводит к снижению точности измерения $U_x$. Однако этот недостаток значительно снижается при применении измерительных приборов с большим входным сопротивлением.

Как положительное качество обеих схем следует отметить, что в них практически отсутствует дрейф нуля как при изменении окружающей температуры, так и вообще с течением времени.

Более высокое входное сопротивление измерительного устройства можно получить в схемах сравнения, выполненных на диодах или транзисторах.

Одна из схем, выполненная на кремниевых диодах, представлена на рис. 9-2, *а*. В ней в отсутствие эталонного напряжения ток от источника $U_x$ проходит через диод $Д_2$ и резистор $R$. В это время диод $Д_1$ заперт. Когда напряжение $U_э$ превышает $U_x$, открывается $Д_1$ и закрывается $Д_2$. На выходе устройства появляется управляющий сигнал. Выходное сопротивление схемы определяется резистором $R$, величина сопротивления которого выбирается в пределах 1—2 *Мом*.

На рис. 9-2, *б* показана схема сравнения, выполненная на транзисторах, где $T_1$ — эмиттерный повторитель и $T_2$ — усилитель. На

*вход 1* подается напряжение $U_x$, а на *вход 2* — $U_э$. Напряжение на выходе эмиттерного повторителя $U_{R2} \approx U_x$, действуя в эмиттерной цепи усилителя, запирает транзистор $T_2$. Последний находится в запертом состоянии до тех пор, пока напряжение $U_э$, приложенное ко *входу 2*, не станет по абсолютной величине больше напряжения $U_{R2}$. В момент, когда $U_э > U_x$, транзистор $T_2$ отпирается и на выходе усилителя возникает некоторый перепад напряжения. Естественно, данная схема за счет наличия эмиттерного повторителя обладает более высоким входным сопротивлением, чем схема на диодах.

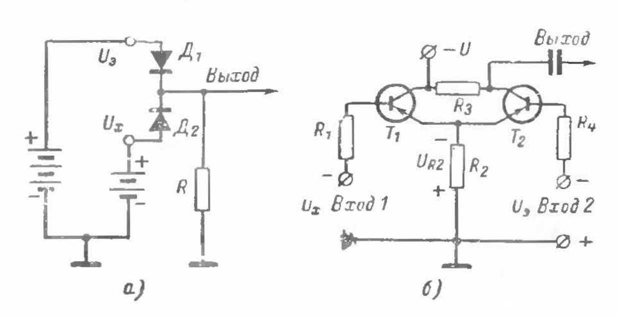



Рис. 9-2. Схемы сравнения на полупроводниковых приборах.

*а* — на диодах; *б* — на транзисторах.

Однако, чтобы любая из рассмотренных схем сравнения обладала достаточной чувствительностью, необходимо на их выходах включать усилители постоянного или переменного тока. В последнем случае результат сравнения подвергается модуляции переменным током. Схемы сравнения переменного тока получаются более сложными, но и более стабильными в отношении точности установки нуля. В тех случаях, когда не требуется большая точность, используют регенеративные схемы сравнения.

## 9-3. Регенеративные схемы сравнения

Достаточно высокая точность сравнения достигается в схемах сравнения с положительной обратной связью. Одним из лучших устройств этого типа является балансная диодно-регенеративная схема сравнения, приведенная на рис. 9-3, *а*. Она состоит из собственно схемы сравнения, построенной на диодах $Д_1$ и $Д_2$, и блокинг-генератора на транзисторе $T$.

Напряжение смещения подается для того, чтобы вывести рабочую точку схемы сравнения на линейный участок вольт-амперной характеристики диода. Кроме того, это напряжение нужно для уменьшения времени восстановления ($t_в$), в течение которого происходит перезаряд конденсатора $C$ через резистор $R$. Это время определяет максимальную частоту повторения импульсов, генерируемых блокинг-генератором.

Балансная схема входной части блокинг-генератора применена для исключения подмагничивания сердечника трансформатора то-

ком смещения. Ток смещения, протекая по двум обмоткам, создает магнитные поля, которые компенсируют друг друга и, таким образом, на работу блокинг-генератора не влияют.

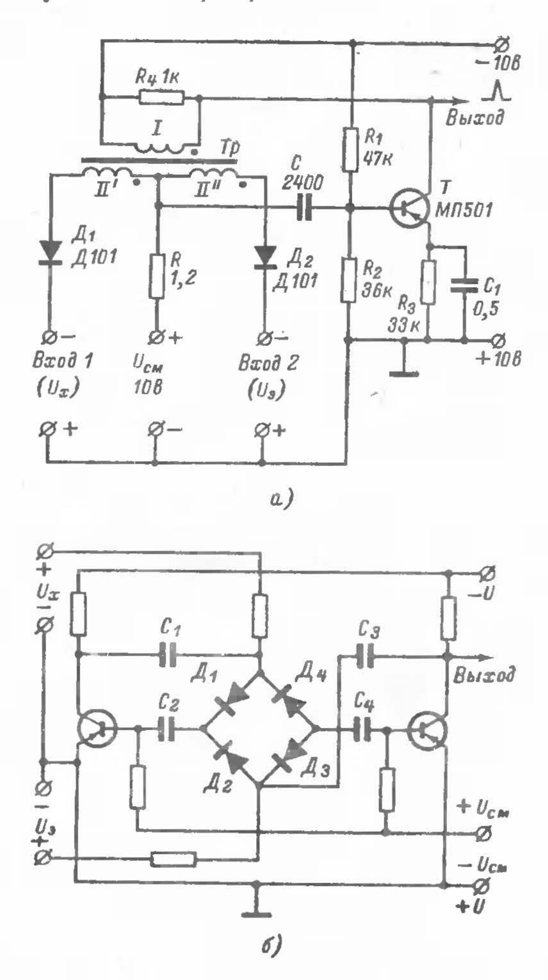



Рис. 9-3. Регенеративные схемы сравнения.
*а* — с блокинг-генератором; *б* — с мультивибратором.

Рассмотрим работу схемы сравнения. Если напряжение $U_x$ превышает $U_э$, то за счет протекания тока по обмотке *II′* возникает отрицательная обратная связь и блокинг-генератор не работает. В момент, когда $U_x \leqslant U_э$, диод $Д_2$ отпирается и через обмотку *II″* возникает положительная обратная связь. При этом диод $Д_1$ запирается,

и блокинг-генератор создает короткий импульс, являющийся выходным сигналом устройства.

При применении диодов с малым обратным током данная схема обладает достаточно высоким входным сопротивлением. Для этого следует применять кремниевые диоды с достаточно прямыми и идентичными характеристиками. Это приведет к повышению температурной стабильности схемы сравнения.

В целях повышения чувствительности и стабильности устройства иногда вместо диодов включают транзисторы в диодном включении (при этом коллектор соединяют с базой). Такие диоды обладают малым прямым сопротивлением, крутыми и идентичными вольтамперными характеристиками.

Данная схема в температурном диапазоне от —60 до +80° С обладает общей точностью сравнения не хуже ±0,2%. При подборе диодов чувствительность срабатывания схемы может быть доведена до 1—5 *мв*, а без подбора диодов можно получить чувствительность не хуже 50 *мв*. Задержка срабатывания блокинг-генератора от момента наступления равенства $U_x = U_э$ составляет около 5—10 *мксек*.

Время восстановления может быть определено из следующего соотношения:

$$t_в < RC \ln (1 + U/U_{см}), \qquad (9\text{-}1)$$

а при $U = U_{см}$

$$t_в < 0,7\,RC. \qquad (9\text{-}2)$$

Так, при наиболее приемлемых величинах (в отношении входного сопротивления) $R = 1$ *Мом*, $C = 2\,000$ *пф* и $U = U_{см}$ время восстановления составляет порядка 1,5 *мсек*, что во многих случаях может быть слишком большим.

В качестве трансформатора можно применить стандартные трансформаторы типа МИТ-3 или МИТ-4, а также оксиферовые. Транзисторы могут применяться как низкочастотные типа МП16 или МП103, так и высокочастотные, например типа МП501—МП503. Для первых крутизна фронта генерируемого импульса составит около 1—2 *мксек*, а для вторых — доли *мксек*.

В качестве регенеративного элемента схемы сравнения можно использовать и мультивибратор (рис. 9-3, *б*). В цепи обратной связи такого мультивибратора включен диодный мост ($Д_1$—$Д_4$). Если напряжение $U_x$ превышает напряжение $U_э$, то диоды $Д_1$ и $Д_3$ отперты, а диоды $Д_2$ и $Д_4$ заперты. В этом случае вместо положительной обратной связи возникает отрицательная — колебания в мультивибраторе отсутствуют. Если напряжение $U_э$ превышает $U_x$, то диоды $Д_1$ и $Д_3$ запираются, а диоды $Д_2$ и $Д_4$ отпираются. Цепь обратной связи переключается с отрицательной на положительную, и мультивибратор начинает генерировать.

Расчет такой схемы сравнения сводится к расчету мультивибратора. Емкости положительной обратной связи определяются последовательно включенными конденсаторами $C_1$, $C_4$ и $C_2$, $C_3$. Обычно момент сравнения напряжений фиксируется первым импульсом мультивибратора, а последующие не используются. Чувствительность рассмотренной схемы при тщательном подборе кремниевых диодов может составлять около 5—10 *мв*.

## 9-4. Схемы сравнения со световым индикатором

Когда в цепи обратной связи процесса регулирования участвует человек, то в этих случаях удобны схемы со световой индикацией. Одна из простейших схем сравнения, основой которой является электронное реле, разработанное М. С. Рейтманом и В. И. Орловым, приведена на рис. 9-4, *а*.

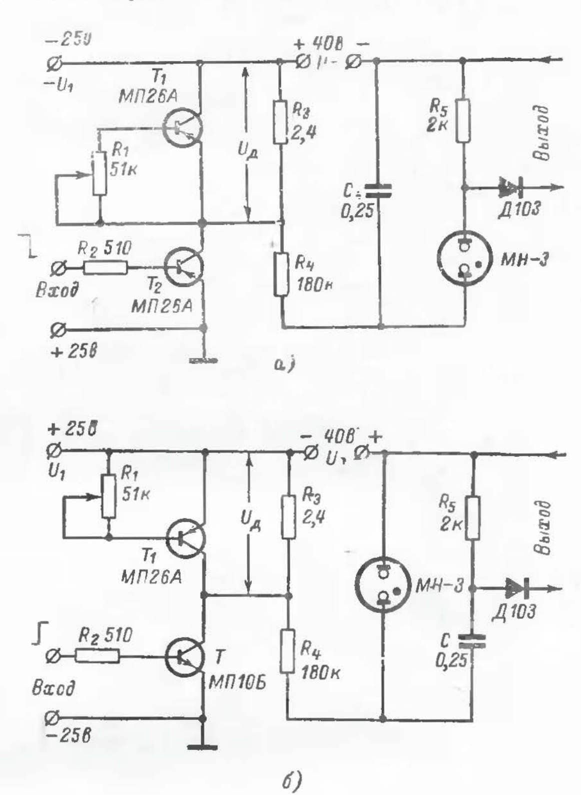



Рис. 9-4. Чувствительные реле со световой индикацией.

*а* — схема, срабатывающая от сигнала отрицательной полярности; *б* — схема, срабатывающая от сигнала положительной полярности.

Левая часть схемы (транзисторы $T_1$ и $T_2$) является электронным реле, а правая часть — релаксационным генератором на неоновой лампе МН-3, питаемой от источника 40 *в*, которое по величине несколько ниже, чем потенциал зажигания лампы.

В электронном реле для усилительного транзистора $T_2$ в качестве нагрузочного сопротивления используется сопротивление, обра-

зованное начальным током $I_{к\text{-}нач}$ транзистора $T_1$, который изменением резистора $R_1$ выбирается несколько большим, чем ток $I_{к\text{-}нач}$ транзистора $T_2$. При таких условиях транзистор $T_2$ полностью открывается при входном токе порядка 5 *мка*. Регулировка $R_1$ производится лишь один раз при настройке схемы и фиксируется.

При отпирании транзистора $T_2$ напряжение $U_1$, суммируясь с напряжением $U_2$, вызывает возникновение релаксационных колебаний, частота которых определяется величной добавочного напряжения $U_д$ и постоянной времени $C(R_4+R_т)$, где $R_т$ — сопротивление, образованное током $I_{к\text{-}нач}$ транзистора $T_1$.

Устройство с учетом разброса номиналов всех элементов схемы при изменении окружающей температуры от —10 до +50° С устойчиво срабатывает от входного напряжения 20—50 *мв*, имея при этом напряжении входное сопротивление не менее 50 *ком*.

Напряжение, возникающее на резисторе $R_5$, можно использовать для управления последуюшими устройствами. Аналогичная схема, управляемая положительными сигналами, приведена на рис. 9-4, *б*.

В качестве входного устройства для данного индикатора можно использовать с одинаковым успехом схему сравнения, выполненную как на резисторах; так и на диодах.

По такому же принципу в схемах сравнения в качестве электронного реле можно использовать триггер Шмитта (см. § 3-5), который может устойчиво срабатывать при напряжении 50—100 *мв*.

# *Глава десятая*

# ИНДИКАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

## 10-1. Назначение и классификация индикаторных устройств

В технике автоматического управления и обработки информации широкое применение находят световые индикаторы. Такие индикаторы позволяют осуществлять быструю и весьма надежную взаимосвязь между человеком и управляющим автоматом. Поэтому в некоторых случаях индикаторы являются основным источником информации для оператора.

Классификацию индикаторных устройств можно производить с разных позиций, однако удобнее всего в ее основу положить качественную и количественную сторону информации, получаемой от индикаторного устройства. С этой точки зрения индикаторы можно разбить на два больших класса:

**1. Индикаторы состояния.** Они выдают обобщенный ответ о качественном состоянии контролируемых параметров и состоянии объекта в целом. Например, *Давление нормальное*, *Питание включено*, арифметическое устройство вычислительной машины *Неисправно* и т. д.

**2. Индикаторы количества.** Они показывают количественную сторону контролируемого параметра или процесса, а также результирующий выход тех или иных действий. Например, напряжение источника питания равно 127 *в*, давление равно 5,2 *атм*, длина протянутой ленты — 12,5 *м*, результат арифметического сложения равен 1 024 и т. д.

Наиболее простыми являются индикаторы состояния. Они строятся по принципу «да—нет», используя для этого лампы накалива-

ния, газоразрядные приборы и другие им подобные источники света, которые когда светят, то показывают, например, питание *Включено*, а в отсутствие освещенности — питание *Выключено*. Иногда эти же действия сопровождаются двумя сигналами. Например, питание *Включено* — светит *зеленая* лампа, питание *Выключено* — светит *красная* лампа. Попутно следует заметить, что отдельные группы индикаторов состояния, имеющие важное значение, часто дублируются так называемым общевызывным *акустическим* сигналом.

Более сложными являются индикаторы количества. Они бывают аналоговые (ртутные термометры, вольтметры и т. д.) и дискретные — с цифровым отсчетом, которые принято называть цифровыми индикаторами (ЦИ). Эти индикаторы в отношении наглядности, точности и быстроты считывания результатов имеют значительные преимущества по сравнению с аналоговыми. Ошибки, которые бывают при считывании показаний с аналоговых приборов за счет неточного отсчета делений на шкалах и из-за параллакса, в ЦИ исключаются, и, кроме того, цифровые данные воспринимаются оператором быстрее и безошибочнее, чем другие виды индикации, например буквенные и графические.

## 10-2. Способы управления лампами накаливания и газоразрядными приборами

Если в аппаратуре применены транзисторы, то в этом случае наиболее просто индикацию осуществлять с помощью ламп накаливания и неоновых ламп. Из ламп накаливания обычно используют Мн-1 и Мн-15, имеющих вид лампочек для карманного фонаря, а также специальные сигнальные миниатюрные лампы, которые включаются по схеме, показанной на рис. 10-1, *а*. В качестве управляющего элемента можно использовать любой тип транзистора, начиная от МП13 до МП16Б, который при поступлении на его базу отрицательного потенциала отпирается и протекающим через него током зажигает лампу. Резистор $R_к$ служит для ограничения тока коллекторной цепи транзистора в момент его отпирания, так как в холодном состоянии лампа имеет малое сопротивление.

Несмотря на исключительную простоту управления, такие индикаторы имеют существенный недостаток — большое потребление тока. Так, для указанных ламп при напряжении питания около 10 *в* он составляет около 0,1 *а*. В этом отношении более экономичными являются неоновые лампы. Однако здесь встречается другая трудность. Для неоновых ламп необходимы высоковольтные источники питания порядка от 50 *в* для ламп типа МН-3 до 150 *в* для ламп МН-5, а для наиболее употребительных ламп МН-8 — около 85 *в*. Поэтому для управления неоновыми лампами применяют высоковольтные транзисторы, например типа МП26.

Управление зажиганием неоновых ламп с помощью транзисторов можно осуществить различными способами. Два основных из них приведены на рис. 10-1.

В первом способе (рис. 10-1, *б*) неоновая лампа включена последовательно с двумя встречно включенными источниками питания $U_1$ и $U_2$. Благодаря этому между электродами лампы устанавливается напряжение, недостаточное для зажигания лампы. При отпирании транзистора $T$ происходит подключение резистора $R_3$ на общую точку и, следовательно, выключение напряжения $U_2$. На нео-

новой лампе устанавливается напряжение $U_1$, достаточное для ее зажигания.

Следует заметить, что напряжение $U_2$ можно получить посредством делителя из напряжения $U_1$.

При данном способе управления транзистор $T$ должен обеспечивать работу при повышенном напряжении, равном $U_2$.

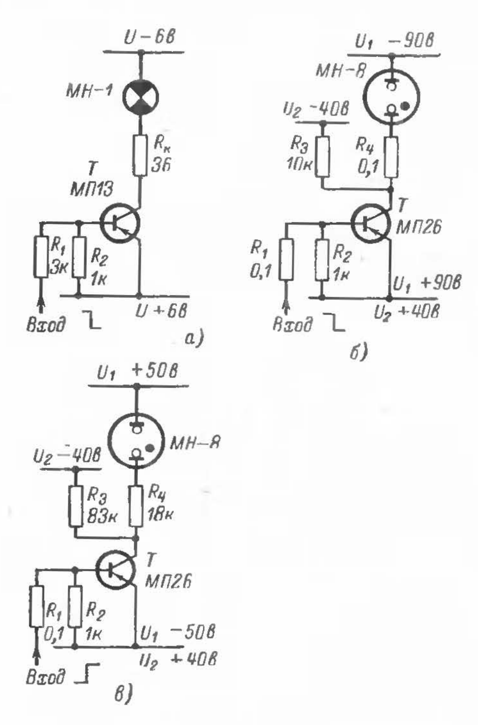


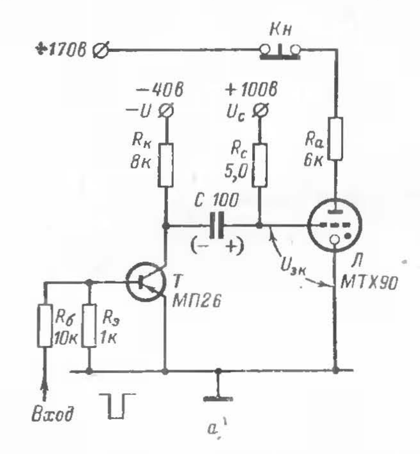

Рис. 10-1. Схемы управления индикаторными лампами.

*а* — лампа накаливания зажигается при отпирании транзистора; *б* — то же для неоновой лампы; *в* — неоновая лампа зажигается при запирании транзистора.

При другом способе (рис. 10-1, *в*) неоновая лампа включена между двумя последовательно включенными источниками $U_1$ и $U_2$, суммарное напряжение которых достаточно для зажигания неоновой лампы.

Лампа зажигается при запирании транзистора $T$. Следовательно, при незажженной лампе транзистор отперт и от источника $U_2$ происходит непрерывный расход энергии, что является недостатком данной схемы. Однако этот способ имеет важное достоинство, состоящее в том, что между коллектором и эмиттером запертого тран-

зистора устанавливается значительно меньшее напряжение, чем в первой схеме. Так, при указанных на схеме рис. 10-1 величинах сопротивлений резисторов и типе применяемой неоновой лампы устанавливается напряжение около 20 *в*, тогда как в первой — около 40 *в*.



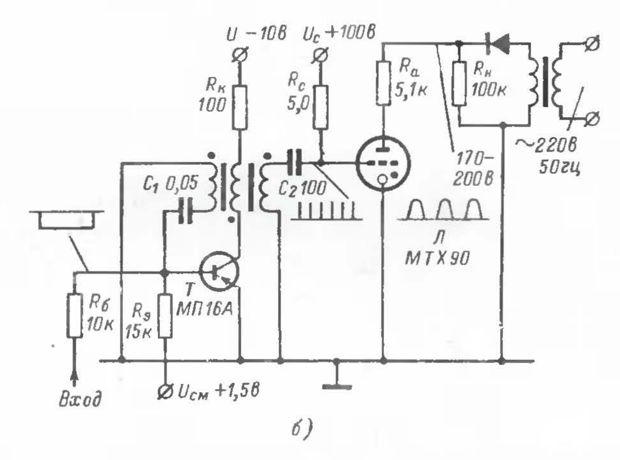




Рис. 10-2. Схемы управления поджигом тиратронов с холодным катодом.

*а* — с ручным гашением тиратрона; *б* — с автоматическим.

Лучшие результаты в отношении яркости свечения получаются при использовании в качестве индикатора тиратрона с холодным катодом типа МТХ90. У него яркость свечения такова, что даже в хорошо освещенном помещении свечение можно наблюдать с трех—пяти метров.

Часто требуется, чтобы включенный индикатор, сигнализирующий о неисправности, мог быть выключен только оператором. Последнее означает, что сигнал надежно принят оператором. В этом случае управление тиратроном может осуществляться по схеме рис. 10-2, *а*. В исходном состоянии транзистор заперт, кондесатор *С* заряжен до напряжения $U+U_{з.к}$, где $U_{з.к}$ — потенциал зажигания тиратрона между управляющей сеткой и катодом. При поступлении на базу транзистора управляющего сигнала последний отпирается и минусовая обкладка конденсатора подсоединяется к общей точке схемы. К управляющей сетке прикладывается потенциал, достаточный для зажигания тиратрона. Гашение тиратрона осуществляется нажатием кнопки *Кн*, которой разрывается цепь анодного питания.

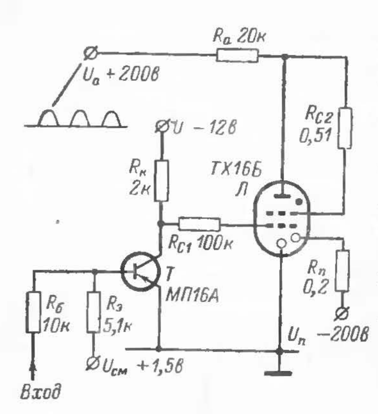



Рис. 10-3. Схема управления индикаторным тиратроном ТХ16Б.

Когда гашение тиратрона должно осуществляться автоматически, тиратрон следует питать пульсирующим напряжением промышленной частоты, получаемым от однополупериодного выпрямителя, а зажигание — от ждущего блокинг-генератора (рис. 10-2, *б*), который при поступлении на его вход управляющего сигнала генерирует поджигающие импульсы. Частота повторения импульсов выбирается порядка 500 *гц*.

В настоящее время промышленностью выпускается специальный индикаторный тиратрон ТХ16Б, который предназначен для непосредственного управления от низковольтных транзисторных схем.

Тиратрон имеет следующие параметры: рабочее напряжение $U_а$ = 180—260 *в* (при напряжении на подготовительном электроде $U_п$ = 180—220 *в*); наибольшее падение напряжения между анодом и катодом 160 *в*; отпирающее напряжение управляющей сетки (при номинальных значениях $U_а$ и тока подготовки $I_п$ = 0,1—3 *мка*) —0,8 —2,2 *в* — при более отрицательном напряжении отпирание тиратрона не происходит; наибольший средний ток 1 *ма*; срок службы 5 000 *ч*.

Схема управления тиратроном показана на рис. 10-3. Если гашение осуществляется вручную (как на рис. 10-2, *а*), тогда тиратрон питается от источника постоянного тока, а при автоматическом гашении питается пульсирующим напряжением промышленной частоты, получемым от однополупериодного выпрямителя.

При отпирании транзистора отрицательным управляющим сигналом происходит понижение отрицательного коллекторного потенциала, тогда через тиратрон в каждый полупериод проходят импульсы тока. При этом со стороны баллона тиратрона наблюдается свечение. При запирании транзистора тиратрон гаснет и индикация прекращается.

## 10-3. Способ управления неоновыми лампами от низковольтного транзисторного триггера

Наиболее просто проблема несовместимости высоковольтных неоновых ламп с низковольтными транзисторами разрешается при индикации устройств, имеющих прямой и инверсный выходы, например, такие, как в обычном транзисторном триггере. В этом случае неоновые лампы подключаются к обоим выходам триггера через общий резистор, ограничивающий ток неоновой лампы так, как показано на рис. 10-4. Питание ламп осуществляется пульсирующим током.

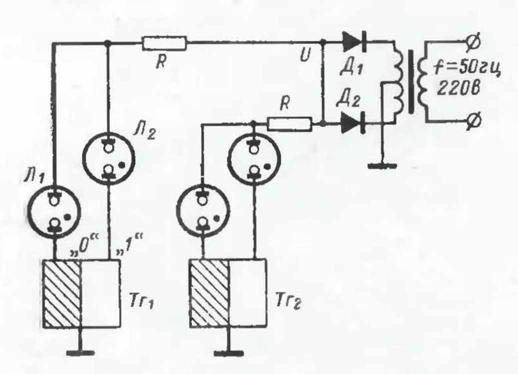



Рис. 10-4. Индикация неоновыми лампами устройств, имеющих инверсные выходы.

Предположим, что напряжение зажигания неоновых ламп $Л_1$ и $Л_2$ составляет 85 *в*, а напряжение горения $U_{гор}$ для этих ламп — 60 *в*. Лампы питаются пульсирующим напряжением, которое в течение каждого периода повторения включает и выключает лампы.

Рассмотрим теперь мгновенные напряжения, приложенные к лампам $Л_1$ и $Л_2$, для случая, когда триггер $Тг_1$ находится в состоянии, показанном на рис. 10-4. При этом выход «0» находится под потенциалом общего провода, а выход «1» — под высоким потенциалом, например $U_к$, равным —10 *в*.

Когда питающее напряжение $U$ возрастет до 85 *в*, лампа $Л_1$ окажется под напряжением 85 *в*, в то время как $Л_2$ — под напряжением $U—U_к=85—10=75$ *в*. Лампа $Л_1$ загорится, а $Л_2$ останется выключенной. Как только $Л_1$ загорится, она окажется под напряжением $U_{гор}=60$ *в*, а лампа $Л_2$ — под напряжением $U_{гор}—U_к=60—10=$ $=50$ *в*, которого недостаточно не только для зажигания лампы, но и для поддержания горения.

Лампа $Л$, следуя за изменением питающего напряжения, будет включаться и выключаться до тех пор, пока триггер не переключится в другое устойчивое состояние. Тогда аналогично рассмотренному будет включаться и выключаться лампа $Л_2$.

Точное согласование лампы $Л_1$ и $Л_2$ по напряжению зажигания не обязательно. Для правильной работы схемы необходимо, чтобы разность между напряжениями зажигания ламп $Л_1$ и $Л_2$ бы-

ла бы меньше разности напряжения между инверсными выходами триггера. В нашем примере это напряжение равно 10 *в*. Такому требованию удовлетворяют обычные неоновые лампы, такие как МН-8 и др.

## 10-4. Цифровая индикация

Цифровая индикация может осуществляться различными способами. Наибольшее употребление в бесконтактной переключающей технике находят: *условная цифровая индикация* по системе двоичного или десятичного исчисления и *цифровая (знаковая) индикация* по системе десятичного исчисления.

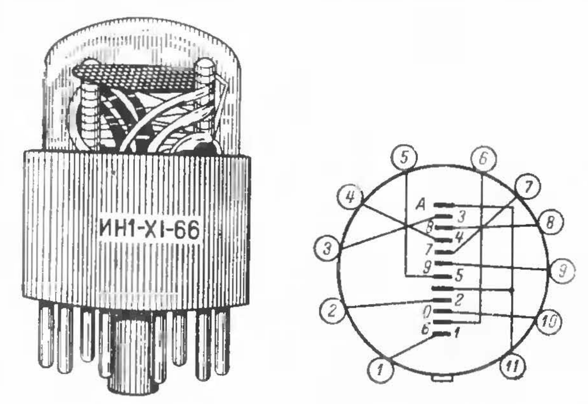



Рис. 10-5. Внешний вид и цоколевка цифровой индикаторной лампы ИН1.

В *условной цифровой* системе индикация осуществляется по положению свечения какого-либо прибора относительно шкалы с нанесенными на нее цифрами. Чаще всего осуществляют подсвет той или другой цифры. Для этой цели обычно используются лампы накаливания или газоразрядные приборы — неоновые лампы, тиратроны с холодным катодом или декатроны.

Этот способ индикации является наиболее простым, и в особенности при применении тиратронов и декатронов, так как эти приборы могут одновременно выполнять функции переключающих элементов кольцевых коммутаторов. Однако недостатком этих приборов является малая наглядность, вызванная расположением знаков на разных уровнях. Последнее затрудняет чтение чисел, особенно многоразрядных.

В *цифровой системе* индикация осуществляется с помощью цифр, появляющихся на лицевой панели в соответствующих разрядах десятичного числа. Такая индикация может осуществляться как с помощью специальных цифровых ламп, экранов электроннолучевых трубок, так и с помощью табло мозаичного типа, которое может быть составлено из ламп накаливания, газоразрядных ламп, электролюминесцентных индикаторов и других приборов.

Самым эффективным и простым способом, позволяющим осуществлять цифровую индикацию, является применение специально

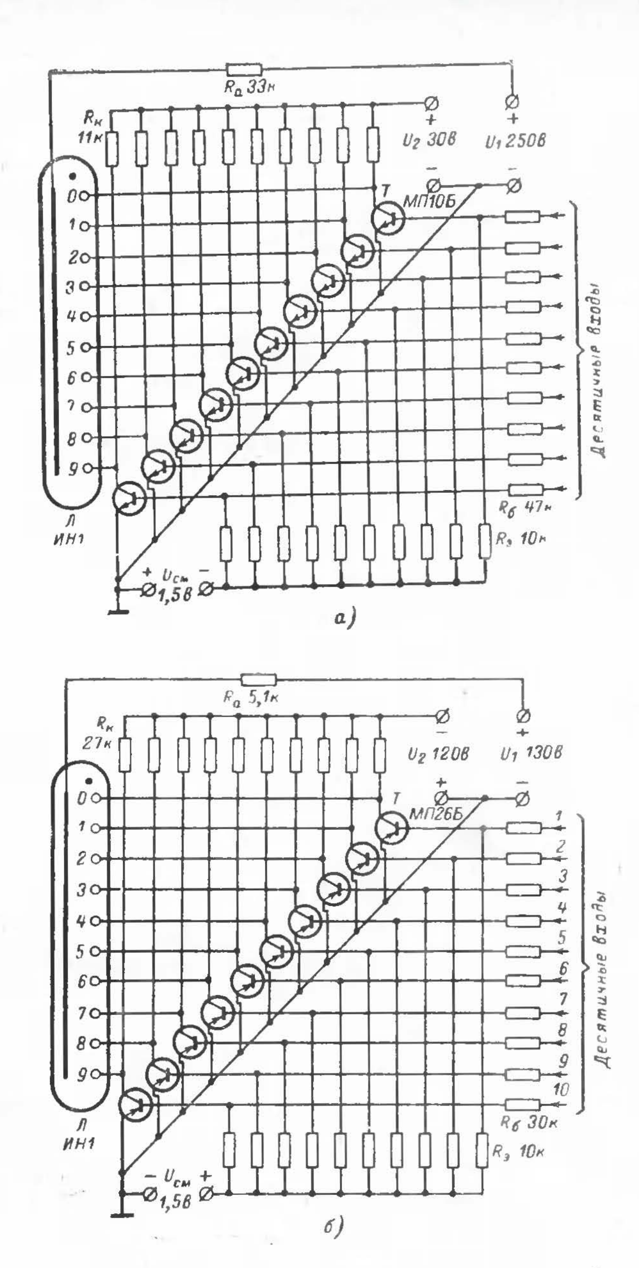



Рис. 10-6. Схемы управления цифровой лампой.

*а* — управление транзисторами с *n-p-n* структурой; *б* — то же с *p-n-p* структурой.

разработанного для этой цели цифрового индикатора тлеющего разряда ИН1 (рис. 10-5), который характеризуется достаточно высокими световыми параметрами при малой потребляемой мощности.

В этом индикаторе на разном расстоянии от лицевой стороны прибора размещены десять катодов, которые выполнены в форме арабских цифр *0, 1, 2, ..., 9*, а два сетчатых анода, соединенных вместе, помещены между этими цифрами.

При подаче напряжения между общим анодом и выбранным катодом в лампе возникает тлеющий разряд, и в результате цифровой символ начинает светиться и хорошо виден через баллон лампы. Сила тока тлеющего разряда ограничивается высокоомным резистором, включенным в анодную цепь лампы.

Несмотря на значительные преимущества такого индикатора, он имеет недостаток, а именно для управления цифровой лампой необходим источник питания с напряжением 200—300 *в*. Наличие такого источника затрудняет управление свечением цифр индикаторных ламп типа ИН1 с помощью транзисторов. Другая трудность состоит в том, что общим электродом лампы является не катод, а анод. Следовательно, для управления свечением цифр лампы необходимо использовать транзисторы со структурой *n-p-n*, которые пока изготавливаются с недостаточно большими предельно допустимыми напряжениями на коллекторе.

Несмотря на это, возможно управление свечением катодов в цифровой лампе ИН1 осуществлять с помощью транзисторов различными способами. Мы рассмотрим три способа.

Схема управления свечением по первому способу с использованием транзисторов со структурой *n-p-n* показана на рис. 10-6, *а*.

В этой схеме из всех транзисторов всегда один отперт, а остальные заперты отрицательным напряжением смещения. Следовательно, только на одном из катодов индикатора, к которому подсоединен коллектор отпертого транзистора, устанавливается повышенное напряжение (за счет шунтирования $U_2$), достаточное для возникновения свечения на этом катоде. Между анодом и светящимся катодом устанавливается напряжение горения, равное (для ИН1) 150 *в*, а между анодом и каждым из остальных катодов устанавливается напряжение около 120 *в* — недостаточное для установления свечения на этих катодах.

Вторая схема приведена на рис. 10-6, *б*. В ней по сравнению с первым способом, наоборот, всегда один транзистор заперт положительным напряжением смещения, а остальные отперты отрицательным напряжением, поступающим на десятичные входы. Между анодом и катодом лампы, подсоединенной к запертому транзистору, приложено напряжение $U_1+U_2$. Следовательно, между этим катодом и анодом возникает тлеющий разряд, приводящий к установлению свечения на этом катоде. На транзисторе, подсоединенном к светящемуся катоду, устанавливается напряжение порядка 50 *в*. Часть напряжения падает на резисторе $U_в$. Запертый транзистор будет находиться под безопасным для него напряжением.

Недостаток этой схемы состоит в сравнительно большом потреблении энергии постоянно отпертыми транзисторами от источника $U_2$. Но так как транзисторы в части допустимого напряжения и тока работают в облегченном режиме, то этим самым обеспечивается высокая надежность их работы. Кроме того, схема легко сопрягается с устройствами, выполненными на транзиторах, имеющих *p-n-p* структуру. Учитывая, что при питании от сети экономичность не яв-

ляется основным требованием, то этот способ управления индикатором можно считать вполне приемлемым.

Если у обычных транзисторов произвести обратное смещение перехода базы — эмиттер, т. е. подать запирающее напряжение не менее 0,2 *в*, то пробивное напряжение для обычных транзисторов увеличивается с 20—30 *в* до 45—60 *в*. Если одновременно с этим произвести ограничение возрастания тока $I_{к0}$ на запертых транзисторах за счет включения высокоомных резисторов между коллекторами транзисторов и анодом лампы, то питание ИН1 можно осуществить от одного высоковольтного источника питания так, как показано на рис. 10-7.

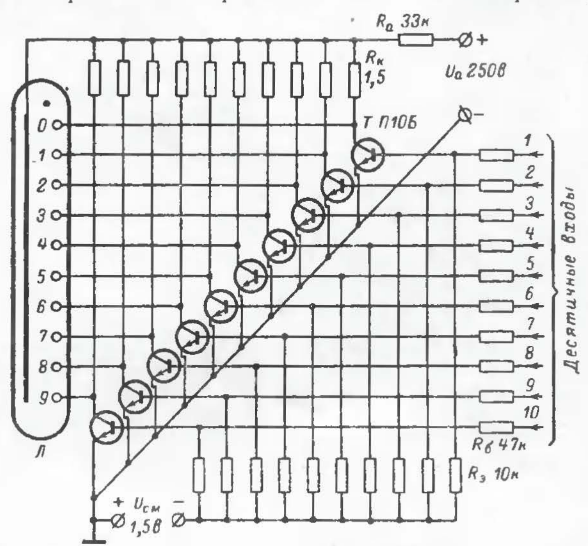



Рис. 10-7. Схема управления цифровой лампой от одного высоковольтного источника транзисторами с *n-p-n* структурой.

Испытания показали устойчивую работу устройства, выполненного по схеме рис. 10-7 как с германиевыми, так и с кремниевыми транзисторами.

В заключение следует отметить, что срок службы у ламп ИН1 не слишком велик — около 500 *ч*. Поэтому для увеличения срока службы целесообразно питать лампу пульсирующим напряжением, получаемым, например, от однополупериодного выпрямителя. При этом яркость снижается незначительно, а срок службы возрастает почти в 2 раза.

*Глава одиннадцатая*

# ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

## 11-1. Основные сведения об источниках питания для переключающих устройств

При разработке устройств питания необходимо учитывать специфическую особенность переключающих устройств, а именно наличие переменной нагрузки на источник питания. В особенности это относится к устройствам на феррит-транзисторных ячейках, в которых при переработке информации возникает большое потребление тока в импульсе. Из-за такого характера работы в цепях питания могут возникнуть импульсные помехи и колебания напряжения источника питания, вызванные переменной нагрузкой. В то же время следует отметить, что многие элементы (триггеры с одним и двумя устойчивыми состояниями) чувствительны к импульсным помехам, возникающим в цепях питания (см. § 4-4), а некоторые устройства чувствительны к колебаниям напряжения. К ним относятся: схемы сравнения, блокинг-генераторы, реактивные триггеры и ряд других устройств.

Поэтому аппаратура в целом может работать надежно только в том случае, если режим питания отдельных элементов не нарушается при работе других элементов.

Это приводит к двум важным требованиям, которые следует предъявлять к устройствам питания, а именно:

1. Недопустимость связей электронных схем через источники питания.
2. Стабильность величин напряжений источников питания.

Выполнение указанных требований достигается за счет применения источников питания с малым внутренним сопротивлением и стабилизаторов напряжения. Кроме того, для устранения влияния импульсных помех применяют специальные меры защиты.

## 11-2. Методы защиты источников питания и переключающих устройств от влияния импульсных помех

Импульсный характер работы переключающих устройств приводит к возникновению импульсных помех. Основной причиной возникновения импульсных помех является наличие внутреннего сопротивления у источника питания, а также наличие распределенных индуктивного и омического сопротивлений у подводящих проводов. На этих сопротивлениях при прохождении импульсов тока возникает значительное падение напряжения, т. е. появляются импульсные помехи.

Для уменьшения величины импульсных помех необходимо применять источники питания с малым внутренним сопротивлением, а для уменьшения влияния индуктивности проводов увеличивают по возможности их сечение и производят блокировку источника питания конденсаторами большой емкости. В этом случае малое сопротивление источника питания способствует быстрому заряду конденсатора в паузах между потреблением энергии. Благодаря этому устраняется не только пульсация выпрямленного напряжения, но и, самое главное, устраняется влияние помех, вызванных импульсным характером нагрузки.

Если аппаратура выполняется в виде отдельных блоков, то целесообразно шунтировать конденсаторами цепь питания для каждого блока. Емкость шунтирующего конденсатора следует выбирать из расчета порядка 1 000 *мкф* на каждые 50 *ма* среднего тока.

При питании аппаратуры от общей сети переменного тока источником помех может являться сама сеть. Так, например, при включении или выключении обычного осциллографа, находящегося в нескольких метрах от рассматриваемой аппаратуры, в сети возникают помехи амплитудой в несколько десятков вольт и длительностью в

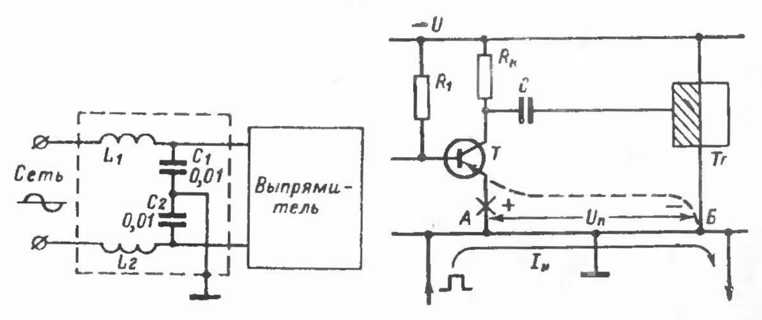



Рис. 11-1. Схема входного высокочастотного фильтра.

Рис. 11-2. Схема, поясняющая влияние помех, возникающих в общем проводе.

доли микросекунд. Для таких помех шунтирующие конденсаторы не оказывают почти никакого влияния из-за значительной индуктивности проводов.

Для подавления помех такого вида на входе трансформатора выпрямителя рекомендуется включать высокочастотный фильтр, собранный по схеме, приведенной на рис. 11-1. Конденсаторы фильтра желательно применять проходного типа. Однако достаточно хорошие результаты получаются и с конденсаторами типа КСО. В качестве каркаса дросселя можно использовать резистор типа ВС-1 с сопротивлением в несколько мегом, на который проводом ПЭЛШО-0,1 наматывается обмотка, состоящая из 100—150 витков. Фильтр следует помещать в металлический экран.

Часто сбои в работе переключающих устройств возникают по причине неправильного монтажа схем. Обычно в этом случае источником помех является общий провод, по которому поступает питание к эмиттерным цепям транзисторов.

Следует отметить, что коллекторный провод тоже является общим, однако он в большинстве случаев имеет связь с коллекторами транзисторов через резисторы, которые оказывают большое затухание для импульсных помех.

Иначе обстоит дело с помехами в общем проводе, связанном с эмиттерами. Помехи, возникающие в этом проводе, могут воздействовать через отпертые транзисторы на другие устройства (рис. 11-2). Допустим, транзистор *T* отперт, а по общему проводу, находящемуся между транзистором *T* и триггером *Tг*, прошел импульс тока от других устройств. На индуктивном сопротивлении общего провода

между точками *А* и *Б* происходит падение напряжения $U_п$ полярностью, указанной на рисунке. Это напряжение, являющееся помехой, проходя через отпертый транзистор и конденсатор *С*, переключает триггер *Тг* в другое устойчивое состояние. Следовательно, работа устройства нарушается.

В данном случае основным методом борьбы с таким видом помех является рациональный монтаж устройства. Например, эмиттер транзистора *Т*, через который помеха может воздействовать на триггер или какое-либо другое устройство, необходимо подсоединять рядом с эмиттерами транзисторов триггера или отказываться от использования общего провода для транзистора *Т*, подключив его к триггеру с помощью отдельного провода так, как показано на рис. 11-2 пунктиром.

## 11-3. Стабилизация напряжения источников питания

В устройствах с небольшим средним значением тока порядка 5—10 *ма*, например в счетчиках с накопителем энергии, задающем генераторе и т. д., стабилизацию напряжения можно осуществлять с помощью кремниевого стабилитрона, включенного по схеме на рис. 11-3, *а*.

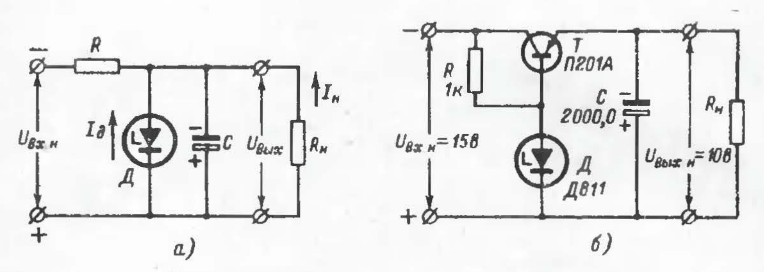



Рис. 11-3. Стабилизаторы напряжения.

*а* — с опорным диодом; *б* — с управляемым транзистором.

В данной схеме выходное напряжение определяется пробивным напряжением $U_{проб}$ выбранного стабилитрона. Стабилизация напряжения осуществляется за счет падения напряжения на сопротивлении резистора *R*. Если входное напряжение увеличивается, то ток через стабилитрон также будет увеличиваться, так как его сопротивление при этом уменьшается. В результате за счет увеличения падения напряжения на резисторе *R* выходное напряжение остается почти неизменным. Если же происходит изменение тока нагрузки, то одновременно изменяется ток в шунтирующем элементе — стабилитроне. В результате выходное напряжение также остается неизменным.

Величину сопротивления резистора *R* можно определить из уравнения

$$R = \frac{U_{вх.н} - U_{проб}}{I_д - I_н}, \qquad (11\text{-}1)$$

где $U_{вх.н}$ — номинальное значение входного напряжения; $U_{проб}$ — пробивное напряжение для стабилитрона (напряжение стабилизации); $I_н$ — ток нагрузки; $I_д$ — ток стабилитрона.

Ток $I_д$ следует принимать равным

$$I_д = 0{,}2\, I_{д\text{-}макс}, \qquad (11\text{-}2)$$

где $I_{д\text{-}макс}$ — максимально допустимый ток для стабилитрона.

Коэффициент стабилизации для такой схемы составляет около 20—30, а коэффициент полезного действия — около 50—60%.

Под коэффициентом стабилизации понимается отношение «процентного» изменения питающего напряжения к «процентному» изменению выходного напряжения при постоянной нагрузке:

$$K = \left.\frac{\delta_{вх}}{\delta_{вых}}\right| R_н = \mathrm{const}, \qquad (11\text{-}3)$$

где

$$\delta_{вх} = \frac{|U_{вх} - U_{вх\cdot н}|}{|U_{вх\cdot н}|}; \quad \delta_{вых} = \frac{U_{вых} - U_{вых\cdot н}}{|U_{вых\cdot н}|};$$

$U_{вх}$, $U_{вых}$ — текущее напряжение соответственно на входе и выходе стабилизатора;

$U_{вх\cdot н} U_{вых\cdot н}$ — номинальное напряжение соответственно на входе и выходе стабилизатора.

Под коэффициентом полезного действия понимается отношение мощности в нагрузке $P_{вых}$ к мощности $P_{вх}$, потребляемой на входе, при номинальных напряжениях на входе и выходе стабилизатора:

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad (11\text{-}4)$$

Для устройств с большим потреблением тока следует применять транзисторные стабилизаторы. Они более выгодны как в отношении к. п. д., так и коэффициента стабилизации.

Одна из самых простых схем транзисторных стабилизаторов приведена на рис. 11-3, *б*. В ней в качестве источника опорного напряжения используется кремниевый стабилитрон. Этим напряжением определяется смещение на базе эмиттерного повторителя — транзистора $T$, являющегося регулирующим элементом стабилизатора. Если выходное напряжение стабилизатора уменьшается, то напряжение между базой и эмиттером транзистора увеличивается. Проводимость транзистора также увеличивается, и выходное напряжение возвращается к номинальной величине.

При изменении входного напряжения от номинального значения на ±10% и токе нагрузки $I_н = 50$ *ма* коэффициент стабилизации схемы составляет около 40—50, а к. п. д. — около 80%.

Коэффициент стабилизации во многом зависит от коэффициента усиления транзисторов, поэтому для увеличения последнего прибегают к применению составных транзисторов или к применению многокаскадных схем стабилизаторов, которые к тому же имеют малое выходное сопротивление, что очень важно для уменьшения импульсных помех. Одна из схем многокаскадного стабилизатора будет рассмотрена в следующем разделе.

Под выходным сопротивлением стабилизатора понимается отношение изменения выходного напряжения к изменению тока нагрузки и постоянном входном напряжении:

$$R_{вых} = \left.\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_н}\right| U_{вх} = \mathrm{const}. \qquad (11\text{-}5)$$

При лабораторной наладке переключающих устройств имеет место выход из строя стабилизаторов напряжения. Обычно причиной является перегрузка или короткое замыкание выхода стабилизатора. Повреждение стабилизатора происходит потому, что плавкие предохранители, установленные на входе стабилизатора, инерционны и несвоевременно реагируют на перегрузку по току или короткое замыкание нагрузки.

Поэтому вместо плавких предохранителей целесообразно применять электронные предохранители многократного действия. Один из таких вариантов предохранителя, разработанного А. П. Мухиным и В. П. Хлопинским (1965 г.), приведен на рис. 11-4. Он состоит из транзистора $T_1$, находящегося в отпертом состоянии за счет протекания тока базы через резистор $R_1$, и транзистора $T_2$, находящегося нормально в запертом состоянии. Питание на базу $T_2$ подается через кремниевый стабилитрон (в прямом включении), имеющий значительную нелинейность в начале вольт-амперной характеристики.

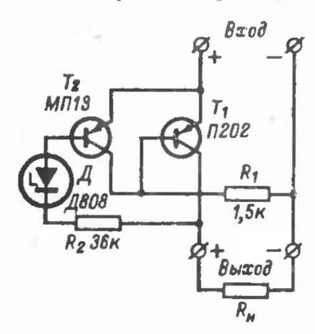



Рис. 11-4. Электронный предохранитель.

При увеличении тока нагрузки увеличивается падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор транзистора $T_1$. При достижении некоторого напряжения происходит отпирание диода *Д*, а он в свою очередь отпирает транзистор $T_2$. Последний своим переходом эмиттер — коллектор шунтирует переход база — эмиттер транзистора $T_1$, и этот транзистор запирается. Напряжение на нагрузке практически отсутствует.

Величина сопротивления $R_1$ выбирается такой, при которой падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор $T_1$ было бы не более 0,2—0,3 *в*. Сопротивление резистора $R_2$ выбирается исходя из получения наименьшего падения напряжения на переходе эмиттер — коллектор транзистора $T_2$ при запертом транзисторе $T_1$. От выбора этих величин зависит ток срабатывания предохранителя. Так, при данных, указанных на рис. 11-4, предохранитель срабатывает при токе около 300 *ма*.

Электронный предохранитель целесообразно включать на входе стабилизатора напряжения. В противном случае он за счет падения напряжеиия на $T_1$ будет дестабилизировать источник питания.

## 11-4. Температурозависимый стабилизатор напряжения

Часто при конструировании аппаратуры на магнитных элементах и транзисторах задаются весьма жесткие требования к аппаратуре в отношении ее надежности работы в широком диапазоне изменения температуры, например $+60° \div -60°$ C, при одновременном изменении напряжения источника питания, например, на ±25%. Если не принимать специальных мер, таких, как тщательная разбраковка элементов, входящих в устройство, обеспечить устойчивую работу устройства в указанных пределах весьма затруднительно.

При увеличении температуры у ферритовых сердечников сужается петля гистерезиса и уменьшается ее прямоугольность. В резуль-

тате для сохранения работоспособности схемы необходимо снижать напряжение источника питания. При отрицательных температурах петля гистерезиса расширяется, и работа схемы может прекратиться. Чтобы восстановить работоспособность схемы, необходимо увеличить напряжение источника питания. Например, практические схемы, выполненные на ферритовых сердечниках, при температуре +20° С надежно работают при изменении напряжения источника питания от 10 до 20 *в*, тогда как при температуре +60° С надежная работа обеспечивается при изменении напряжения источника питания от 6 до 13—15 *в*, а при температурах —60° С — от 15—17 *в* и выше.

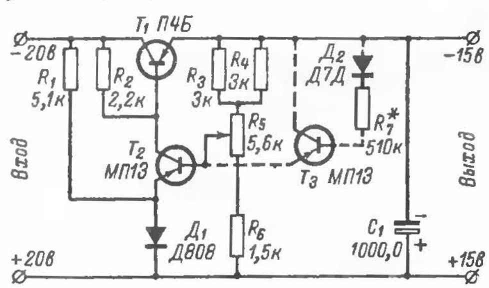



Рис. 11-5. Стабилизатор напряжения с автоматическим изменением напряжения при изменении окружающей температуры.

Таким образом, чтобы обеспечить надежную работу устройства в широком диапазоне изменения температуры, необходимо напряжение источника питания изменять с изменеиием температуры.

Последние можно осуществить или вручную, или автоматически.

На рис. 11-5 приведена практическая схема, осуществляющая автоматическое изменение напряжения источника питания в зависимости от изменения температуры.

Основой автоматического регулятора является двухкаскадный стабилизатор напряжения, состоящий из транзисторов $T_1$, $T_2$ и стабилитрона $Д_1$. Транзистор $T_1$ является основным регулирующим элементом, а транзистор $T_2$ служит для усиления разности напряжения, получаемой в результате сравнения выходного напряжения с опорным. Диод $Д_1$ служит для получения опорного напряжения.

Чтобы выходное напряжение стабилизатора было зависимым от температуры, в нем к одному из плеч потенциометра $R_5$, осуществляющему ручное регулирование напряжения, добавлен следящий за температурой элемент, состоящий из обычного резистора $R_3$ и терморезистора $R_4$ типа ММТ-4.

Слежение за температурой также можно осуществлять с помощью дополнительного транзистора $T_3$ и плоскостного диода $Д_2$, включенными так, как показано на рис. 11-5 пунктиром.

Как в первом, так и втором способе при изменении температуры изменяется напряжение на базе транзистора $T_1$, а следовательно и выходное напряжение.

Достоинства подобного стабилизатора очевидны и состоят в том, что выходное напряжение автоматически изменяется с изменением

температуры и в то же время оно остается стабильным при изменении подводимого из сети напряжения или при изменении тока нагрузки. При указанных на схеме данных выходное напряжение при температуре +20° С составляет 15 *в*, при температуре +60° С — около 12 *в*, а при температуре —60° С — порядка 18 *в*, т. е. напряжение изменяемости почти пропорционально изменению окружающей температуры, причем указанная зависимость может быть изменена в любых желаемых пределах путем изменения величин сопротивлений резисторов $R_3$ и $R_4$ или $R_7$.

### 11-5. Задающие генераторы тактовой частоты

Помимо источников постоянного напряжения, в переключающих устройствах для согласования работы одних элементов с другими, а также для согласования с сигналами, поступающими во входные устройства, нужны источники тактовых импульсов. А некоторые устройства, например выполненные на магнитных элементах, вообще не могут работать без источников тактовых импульсов.

Рис. 11-6. Схема *LC*-генератора.

Генераторы тактовых импульсов по существу представляют из себя мощные усилители тока, часто регенеративного типа (блокинг-генераторы). Для их запуска нужны внешние импульсы, т. е. задающие генераторы ЗГ.

В зависимости от необходимой частоты тактовых импульсов и ее стабильности применяются различные типы задающих генераторов.

Наибольшее применение получили следующие генераторы: мультивибраторы (см. § 4-1), *LC*-генераторы и кварцевые генераторы.

**LC-генератор.** Достаточно просто и довольно высокую стабильность можно получить от *LC*-генератора (рис. 11-6). Основой такого генератора является колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности *L*, конденсатора *C* и активного элемента — транзистора *T*.

Чтобы исключить влияние обратного тока транзистора $I_{к0}$ на частоту генератора при изменении окружающей температуры, в рассмотренной схеме введена так называемая температурная стабилизация по постоянному току, основанная на шунтировании входа активного элемента низкоомным делителем, состоящим из резисторов $R_1$ и $R_2$, а также за счет отрицательной обратной связи, создаваемой резисторами $R_3$ и $R_4$. Этими же резисторами обеспечивается выбранный режим транзистора независимо от его конкретных параметров. Назначение резистора $R_5$ — исключить шунтирование колебательного кон-

тура выходным сопротивлением транзистора, которое приводило бы к уменьшению эффективной добротности контура, а следовательно, и стабильности генератора.

Диод *Д* — стабилитрон типа Д808, который совместно с резистором $R_6$ осуществляет стабилизацию напряжения питания генератора.

В качестве сердечников катушек индуктивности низкочастотных генераторов следует применять тороидальные альсиферовые сердечники, позволяющие конструировать генераторы на частоты от 500 до 15 000 *гц*. Для частот ниже 500 *гц* применение альсиферовых сердечников нежелательно, так как из-за малой магнитной проницаемости для получения большой индуктивности потребуется наматывать такое число витков, которое может не уместиться на сердечнике.

Частота *LC*-генератора определяется уравнением

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (11\text{-}6)$$

Индуктивность *L* колебательного контура определяется по одной из формул:

$$\left.\begin{aligned} L &= \mu W^2 \left(\frac{S}{l}\right) 4\pi\cdot 10^{-9}\ гц; \\ L &\approx \mu W^2 \left(h \ln \frac{d_2}{d_1}\right) 2\cdot 10^{-9}\ гн, \end{aligned}\right\} \qquad (11\text{-}7)$$

где $S$ — площадь поперечного сечения сердечника, *см*²; $l$ — средняя длина магнитопровода, *см*; $W$ — общее число витков контурной катушки, т. е. сумма витков обмоток $W_1$ и $W_2$; $h$ — высота сердечника, *см*; $d_2$ — внешний диаметр сердечника; $d_1$ — внутренний диаметр сердечника ($d_2$ и $d_1$ должны быть выражены в одних и тех же единицах измерения); $\mu$ — магнитная проницаемость материала сердечника.

При расчете частоты генерируемых колебаний следует иметь в виду, что $\mu$ зависит от подмагничивания, создаваемого коллекторным током, протекающим по обмотке $W_3$. Так, с увеличением $I_к$ проницаемость может уменьшаться.

В колебательном контуре следует применять специальные конденсаторы типа ОСГ или КСГ. Общая нестабильность частоты такого генератора в диапазоне температур 0—40° С на частоте порядка 1 000 *гц* не хуже $(2 \div 5)\cdot 10^{-4}$.

**Кварцевые генераторы.** Еще более высокую стабильность частоты можно получить от кварцевого генератора, основой которого является кварцевая пластинка.

Если такую пластинку поместить между двумя электродами, то она становится электрически эквивалентной контуру, состоящему из индуктивности и емкости, и соответственно будет обладать резонансными свойствами.

Следовательно, кварц можно применить в генераторе с обратной связью как элемент, определяющий частоту колебаний с высокой стабильностью, причем температурное воздействие, оказываемое на кварц, незначительно, и поэтому они чрезвычайно удобны для работы в схеме задающего генератора.

Задающий кварцевый генератор можно построить на низкую частоту порядка 1—20 *кгц* или на высокую — 100 *кгц* и более. Обычно

низкочастотные кварцевые резонаторы по сравнению с высокочастотными имеют меньшую стабильность частоты.

Стабильность частоты кварцевого резонатора зависит от чистоты обработки кварцевой пластины, типа среза кварцевой пластины, конструкции крепления, герметизации, а также от схемы кварцевого генератора.

Обычно применяют кварцевые генераторы осцилляторного типа, т. е. такие генераторы, в которых колебания возможны только при наличии кварцевого резонатора и срываются при замене резонатора конденсатором, обладающим емкостью, равной статической емкости резонатора.

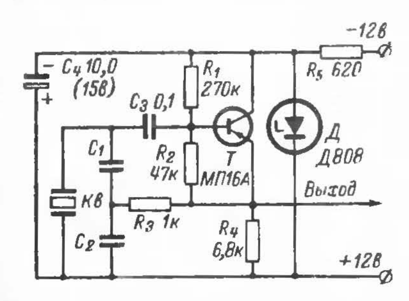



Рис. 11-7. Простейшая схема кварцевого генератора.

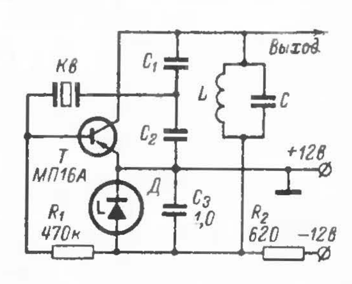



Рис. 11-8. Схема кварцевого генератора с колебательным контуром в коллекторной цепи.

Одна из таких схем, являющаяся наиболее простой и в то же время мало чувствительной к смене транзисторов, колебаниям напряжения источника питания и к изменению окружающей температуры, приведена на рис. 11-7.

В этой схеме могут работать как низкочастотные кварцевые резонаторы, так и высокочастотные. Для первых следует выбирать $C_1 = 940$ *пф* и $C_2 = 147$ *пф*, а для вторых $C_1 = C_2 = 470$ *пф*. Незначительная подстройка частоты генератора может быть осуществлена изменением емкости конденсатора $C_1$ или $C_2$. Диод — кремниевый стабилитрон — совместно с резистором $R_5$ осуществляет стабилизацию напряжения источника питания.

Другой вариант схемы приведен на рис. 11-8. Отличительной особенностью схемы является наличие колебательного контура в коллекторной цепи транзистора. Часть развивающегося на нем напряжения подается обратно через емкостный делитель, состоящий из конденсаторов $C_1$ и $C_2$, и кварц.

Установление исходной рабочей точки за пределами нижнего изгиба характеристики транзистора как в схеме, изображенной на рис. 11-7, так и на рис. 11-8 осуществляется за счет подачи отрицательного смещения через резистор $R_1$.

Рассмотренные кварцевые генераторы в температурном диапазоне от —10 до +50° С имеют нестабильность частоты порядка $(1-3) \times 10^{-6}$. В случае применения параметрической термостабилизации, осуществляемой, например, конденсаторами, имеющими ТКЕ противоположного знака, чем у кварцевого резонатора, или с помощью ва-

рикапа и термистора стабильность частоты генераторов увеличивается примерно на один порядок. По существу это же относится и к *LC*-генераторам.

При температурной стабилизации, осуществляемой в помощью термостатов, охватывающих все детали, входящие в генератор, стабильность частоты может быть доведена до $1 \cdot 10^{-9}$.

При разработке генераторов необходимо учитывать, что стабильность частоты в значительной степени зависит не только от температуры, но и от ряда других факторов. Не менее важными из них являются: механическая прочность конструкции генератора, защита генератора от воздействия сильных электростатических и электромагнитных полей и, что очень важно, защита от импульсных помех, воздействующих на генератор через общий источник питания. Для устранения последнего в цепях питания генератора необходимо устанавливать высокочастотные фильтры.

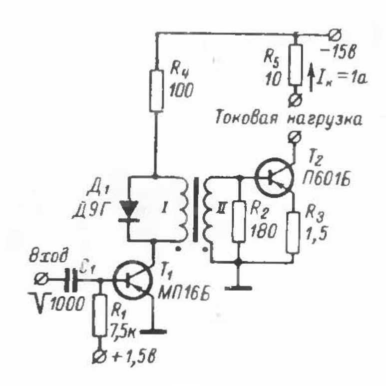



Рис. 11-9. Формирователь тактовых импульсов тока.

### 11-6. Выходные каскады генераторов тактовых импульсов

Как уже упоминалось, выходные каскады генераторов тактовых импульсов представляют собой мощные усилители импульсов, управляемые задающими генераторами. Для этого синусоидальные колебания с помощью формирователей преобразуются в импульсы с заданной амплитудой и длительностью. Сформированные импульсы либо усиливаются, либо предназначаются для запуска блокинг-генератора *БГ*, и затем используются в качестве тактовых импульсов.

На частотах выше 50 *кгц* формирование импульсов можно осуществлять с помощью транзисторного ограничителя (обычного инвертора, рис. 2-12) с последующим дифференцированием колебаний прямоугольной формы.

Формирователи для частот от 3—5 до 50 *кгц* отличаются только числом усилительных каскадов.

На частотах ниже 3—5 *кгц* в качестве формирователя следует использовать регенеративный усилитель — триггер Шмитта (см. рис. 3-9) с последующим дифференцированием колебаний прямоугольной формы.

После соответствующего усиления положительные дифференцированные импульсы используются для получения одного такта, а отрицательные — для другого.

Простейшая схема получения мощных импульсов приведена на рис. 11-9. Импульсы отрицательной полярности отпирают маломощный транзистор $T_1$. Усиленный импульс, получаемый в коллекторной цепи, трансформируясь, отпирает мощный транзистор типа П601Б. В данной схеме можно получить импульсы тока амплитудой около 1 *а* и длительностью порядка 3—5 *мксек* при длительности фронта не

хуже 1,5 *мксек*. Для получения импульсов с большей амплитудой следует включать дополнительные усилительные транзисторы по одной из схем, приведенных на рис. 2-5, или вместо П601Б применить более мощный транзистор, например кремниевый типа КТ903Б, допускающий при коллекторном напряжении, равном 60 *в*, ток в импульсе до 10 *а*.

Часто для питания схем с магнитными элементами используют блокинг-генераторы *БГ*, которые за счет сильной положительной обратной связи позволяют получить импульсы тока с большой амплитудой.

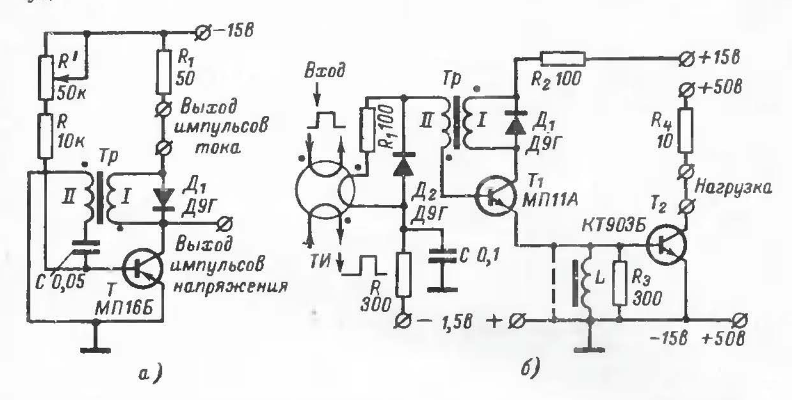



Рис. 11-10. Блокинг-генераторы.

*а* — автоколебательный; *б* — ждущий.

Один из *БГ*, работающий в автоколебательном режиме, приведен на рис. 11-10, *а*. Он может работать в ждущем режиме, а также в режиме синхронизации и деления. Временные соотношения для всех трех случаев работы *БГ* показаны на рис. 11-11.

Чтобы *БГ* работал в ждущем режиме, который является основным при использовании его в качестве источника тактовых импульсов, необходимо подать на базу транзистора запирающее напряжение порядка 0,5—1,5 *в*. Схема такого *БГ* приведена рис. 11-10, *б*. Он может запускаться положительным импульсом, подаваемым на базу, или отрицательным, подаваемым на коллектор транзистора. На рис. 11-10, *б* показан запуск схемы импульсами положительной полярности, получаемыми от магнитного элемента. Назначение резистора $R_1$ и диода $Д_2$ — исключить обратное воздействие импульса тока, генерируемого во вторичной обмотке блокинг-трансформатора, на источник запускающих импульсов.

Диод $Д_1$ в этих и других подобных схемах служит для демпфирования обратного выброса напряжения, возникающего по окончании блокинг-процесса в первичной обмотке трансформатора. Этот выброс, суммируясь с напряжением источника питания, мог бы вызвать перенапряжение на коллекторе транзистора и, возможный, пробой последнего.

Блокинг-генератор с транзистором МП11А позволяет получить импульсы тока порядка 150 *ма*, а с транзистором МП16Б — около

300 *ма* (в последнем случае величину сопротивления резистора $R_2$ следует уменьшить в 2 раза). При необходимости получения импульсов тока с большей амплитудой следует включать усилительные транзисторы. Их можно подключить либо к дополнительной обмотке

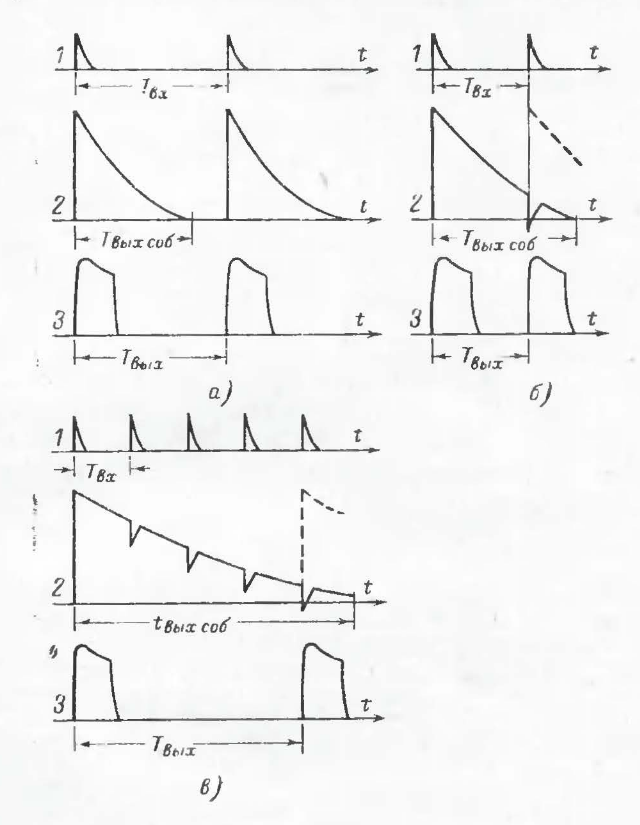



Рис. 11-11. Временные соотношения напряжений и токов в блокинг-генераторе, работающем в ждущем режиме (*а*), в режиме синхронизации (*б*) и в режиме деления (*в*).

*1* — напряжение запускающих или синхронизирующих импульсов; *2* — напряжение между базой и эмиттером транзистора блокинг-генератора; *3* — ток коллектора транзистора.

трансформатора, как было показано на рис. 11-9, или последовательно с транзистором *БГ*, так, как показано на рис. 11-10, *б*. При этом перемычка, показанная пунктиром, снимается, и весь ток транзистора $T_1$ используется для управления усилительным транзистором $T_2$.

Для уменьшения крутизны спада импульса рекомендуется между базой и эмиттером усилительного транзистора включать индуктив-

ность порядка 100—200 *мкгн*. Ее можно выполнить на оксиферовом кольце такого же или меньшего диаметра, что и в *БГ*, на котором в целях исключения насыщения магнитного потока делается вырез с помощью карборундового камня или просто переламывается на две части, одна из которых используется в качестве сердечника.

В качестве сердечника трансформатора *Тр* применено оксиферовое кольцо внешним диаметром 7 *мм*, $\mu = 2\,000$. Для схемы на рис. 11-10, *а* число витков в обмотке *I* —20 и *II*—50, а для схемы на рис. 11-10, *б* в обмотке *I*—20 и *II*—35.

Длительность импульса на выходе усилительного транзистора $T_2$ составляет около 2 *мксек*, крутизна фронта и спада не более 1 *мксек*, амплитуда импульсов на частоте повторения 15 *кгц* около 5 *а*. На более высокой частоте необходимо пропорционально увеличению частоты уменьшать длительность или амплитуду импульса.

При налаживании блокинг-генераторов необходимо иметь в виду следующее:

1. Период повторения импульсов увеличивается с увеличением произведения *RC*.

2. Длительность импульсов уменьшается с уменьшением числа витков обмоток, емкости конденсатора *C* и сечения магнитопровода, а также при увеличении зазора в Ш-образных сердечниках.

3. Крутизна фронта импульса увеличивается с уменьшением числа витков обмоток. То же происходит при применении высокочастотных транзисторов.

4. Амплитуда тока коллектора увеличивается при увеличении емкости *C* и коэффициента усиления транзисторов $B_{ст}$.

*Глава двенадцатая*

# ПРОВЕРКА И ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ДЛЯ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

## 12-1. Проверка и измерение параметров полупроводниковых приборов

При налаживании переключающих устройств часто возникает необходимость в проверке транзисторов и диодов по целому ряду параметров. Для транзисторов необходимо проверять:

1) величину неуправляемого коллекторного тока $I_{к0}$ при заданном напряжении на коллекторе транзистора $U_{к.исп}$ (и отключенной цепи эмиттера);

2) величину неуправляемого эмиттера тока $I_{э0}$; этот ток необходимо измерять при применении транзисторов в схемах мультивибраторов, реактивных триггеров и блокинг-генераторов;

3) величину начального тока коллектора $I_{к.нач}$;

4) «ползучесть» неуправляемого тока коллектора и эмиттера $I_{к0}$ и $I_{э0}$;

5) коэффициент усиления $B_{ст}$;

6) наличие надежных контактов внутри транзисторов.

Для диодов:

1) величину тока утечки диода $I_{д0}$ при заданной величине обратного напряжения, прикладываемого к диоду;

2) «ползучесть» тока $I_{д0}$;

3) величину прямого сопротивления $R_{д.пр}$ в начале прямолинейного участка вольт-амперной характеристики диода;

4) наличие надежных контактов внутри диодов.

Измерение указанных величин можно произвести с помощью вольтметра и амперметра. При этом, если измерение производится

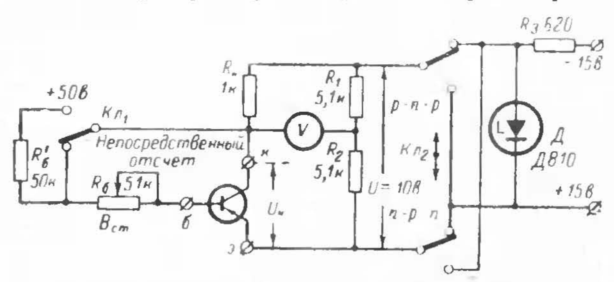



Рис. 12-1. Схема прибора для измерения статического коэффициента усиления транзисторов с непосредственным отсчетом.

при напряжении, отличном от паспортного, то неуправляемый ток для транзисторов и диодов не должен превышать величины, определяемой формулой

$$I_{к0 \cdot исп} \leqslant I_{к0} \frac{U_{к \cdot исп}}{U_к}, \qquad (12\text{-}1)$$

где $I_{к0 \cdot исп}$ — неуправляемый ток при напряжении испытания $U_{к \cdot исп}$; $I_{к \cdot 0}$ и $U_к$ — паспортные значения тока и напряжения.

Следует иметь в виду, что если неуправляемый ток со временем изменяется (наблюдается ползучесть тока), то такие транзисторы и диоды к употреблению в переключающих устройствах непригодны.

Для измерения коэффициента усиления транзисторов можно использовать схему, позволяющую производить непосредственный отсчет $B_{ст}$.

В этой схеме (рис. 12-1) с помощью резистора $R_б$, имеющего переменное сопротивление, устанавливается ток транзистора $I_к$ такой величины, при которой вольтметр покажет напряжение, равное нулю. Так как $R_1 = R_2$, то между коллектором и эмиттером установится напряжение, равное $U/2$.

Практически $I_к \gg I_б$, тогда токи $I_б$ и $I_к$ можно определить из следующих уравнений:

$$I_к = \frac{U}{2R_к}; \; I_б = \frac{U}{2R_б}. \qquad (12\text{-}2)$$

Как известно, статический коэффициент усиления определяется соотношением

$$B_{ст} = \frac{I_к - I_{к0}}{I_б + I_{к0}}. \qquad (12\text{-}3)$$

Обычно величину $B_{ст}$ измеряют в режиме, при котором $I_к \gg I_{к0}$ и $I_б \gg I_{к0}$, то

$$B_к = \frac{I_к}{I_б}. \quad (12\text{-}4)$$

Подставляя в уравнение (12-4) значение токов из уравнений (12-2), получим:

$$B_{ст} = \frac{R_б}{R_к}\bigg|\, U_к = U/2. \quad (12\text{-}5)$$

Из последнего соотношения следует, что при показании вольтметра, равном нулю, соотношение между $R_б$ и $R_к$ покажет величину $B_{ст}$ измеряемого транзистора.

Если сопротивление резистора $R_к$ установить равным 1 *ком*, то величины сопротивлений на шкале резистора $R_б$, выраженные в килоомах, будут соответствовать единицам измеряемых величин $B_{ст}$. В этом случае наиболее приемлемым является потенциометр со стандартным сопротивлением 51 *ком*, у которого шкала градуируется в единицах коэффициента усиления $B_{ст}$. С таким потенциометром можно будет измерять $B_{ст}$ до величины, равной 51.

Расширение диапазона измеряемого $B_{ст}$ достигается за счет подключения ключом *Кл* дополнительного сопротивления $R'_б$, например, равного 50 *ком*. В этом случае показание потенциометра суммируется с цифрой 50, и соответственно максимально измеряемая величина $B_{ст}$ будет равна 101. По такому принципу можно осуществить расширение пределов измерения $B_{ст}$ до любой желаемой величины.

Если в процессе измерения окажется, что стрелка вольтметра не доходит до нуля, то это значит, что $B_{ст}$ больше 51 и, следовательно, $Кл_1$ необходимо поставить в положение +50.

Ключ $Кл_2$ предусмотрен для изменения полярности питающего напряжения при измерении транзисторов с *p-n-p* или *n-p-n* структурами.

В качестве резистора $R_б$ можно использовать резистор с переменным сопротивлением типа СП-I с линейной шкалой.

В качестве измерителя следует применить микроамперметр с нулем посередине, но можно и обычный — с нулем с краю, например типа М494 на 100 *мка*. К микроамперметру необходимо включить добавочное сопротивление, которое при замыкании между собой зажимов *к* и *э* обеспечит отклонение стрелки прибора на всю шкалу. Так как в момент установки баланса потребляемый вольтметром ток равен нулю, то поэтому при отсутствии указанных приборов практически можно использовать вольтметр от любого тестера.

В заключение следует отметить, что в данном способе процесс измерения $B_{ст}$ можно легко автоматизировать. Для этого следует заменить вольтметр — схемой сравнения (нуль-органом), а потенциометр $R_б$ — сумматором проводимостей, управляемым реверсивным счетчиком. При этом отсчет измерения получим в цифровой форме.

## 12-2. Прибор для разбраковки магнитных тороидальных сердечников

Схема прибора приведена на рис. 12-2. Прибор позволяет производить ручным способом ориентировочную проверку и сортировку сердечников по величине коэффициента перепада напряжений $K=$

$=U_{сигн}/U_{пом}$. Для этого измеряется напряжение полезного сигнала $U_{сигн}$, получаемого при перемагничивании сердечника от $-B_r$ до $+B_m$ или от $+B_r$ до $-B_m$, и напряжения помехи $U_{пом}$, получаемого при отсутствии перемагничивающего действия, т. е. при изменении магнитной индукции от $B_r$ до $B_m$ или от $-B_r$ до $-B_m$.

Основой прибора являются два усилителя импульсов на мощных транзисторах типа КТ903Б и осциллографический измеритель напряжения (осциллограф С1—13). Один из усилителей — транзисторы $T_1$ и $T_4$ служат для получения импульсов тока $I_{ти1}$, а второй — транзи-

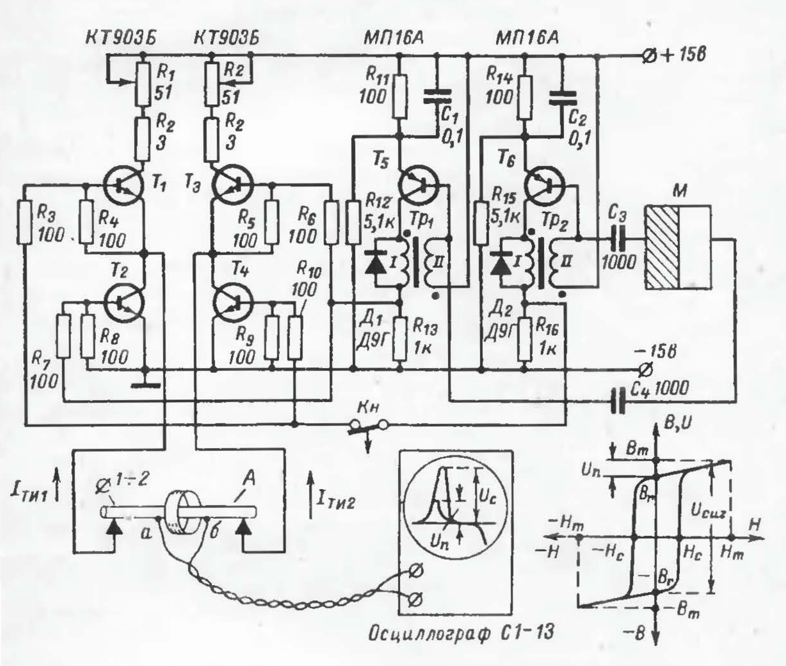



Рис. 12-2. Схема прибора для проверки ферритовых сердечников.

сторы $T_2$ и $T_3$ для получения $-I_{ти2}$. Показанный на рисунке способ включения транзисторов позволил очень просто осуществить коммутацию токов, имеющих разное направление и в то же время протекающих по одной и той же обмотке сердечника. Такой способ построения усилителей для данного прибора предложен инж. А. Х. Шафиевым (1965 г.).

Первичным источником управляющих импульсов $TИ_1$ и $TИ_2$ является мультивибратор *М*, выполненный по схеме рис. 4-1, который отрицательными перепадами напряжения (по отношению к общему проводу +15 *в*) управляет запуском двух блокинг-генераторов (транзисторы $T_5$ и $T_6$). Коллекторным током *БГ* управляются мощные транзисторы. Так, если сработал *БГ* на транзисторе $T_5$, то в усилителях открываются транзисторы $T_2$ и $T_3$. При срабатывании второго

*БГ* открываются транзисторы $T_1$ и $T_4$. В результате через обмотку испытуемого сердечника в первом случае пройдет импульс тока в одном направлении, а во втором — в другом направлении.

Ток $ТИ_1$ и $ТИ_2$ можно регулировать потенциометрами $R_1$ и $R_2$. Максимальный ток импульсов в данной схеме равен 5 *а*. Этого тока вполне достаточно для проверки сердечников диаметром до 5—6 *мм*. Длительность импульсов выбирается порядка 6—7 *мксек*. В трансформаторах $Тр_1$ и $Тр_2$ применены оксиферовые сердечники $d_н=7$ *мм*, $\mu=2\,000$, обмотка *I*—30 витков, а обмотка *II*—80 витков. Частота мультивибратора устанавливается около 500 *гц*.

Проверку сердечников производят следующим образом: испытуемый сердечник нанизывается на медный стержень *А*, выполняющий роль обмотки. В местах крепления стержня подключается источник тактовых импульсов. С помощью зажимов типа «крокодил» к точкам *а* и *б* присоединяется осциллограф.

Попутно отметим, что присоединение источников тактовых импульсов и осциллографа можно осуществить множеством различных способов. Однако во всех случаях надо обеспечить, чтобы через «вольтметровые контакты» (на рис. 12-2 точки *а* и *б*) не проходил ток импульсов.

С помощью потенциометров $R_1$ и $R_2$, шкалы которых проградуированы в амперах, устанавливают ток, необходимый для полного перемагничивания сердечника. Этот ток определяется уравнением

$$I_{ти\,1,2}=2\pi H_m\, r_{ср}, \qquad (12\text{-}6)$$

где $r_{ср}$ — средний радиус сердечника.

После этого осциллографом измеряют амплитуду импульсов ($U_{сигн}$), возникающих в результате перемагничивания сердечника, а затем нажатием кнопки *Кн* выключается тактовый ток $ТИ_2$ и измеряется напряжение помехи $U_{пом}$.

Отношение этих напряжений и будет отношением полезного сигнала к помехе, что является основным параметром при конструировании схем на магнитных элементах.

## 12-3. Практические советы по применению переключающих устройств

Отличительная особенность современных полупроводниковых и газоразрядных приборов состоит в их большом сроке службы. Однако это справедливо только при соблюдении режимов работы, рекомендуемых в паспорте прибора.

Поэтому при выборе полупроводниковых приборов следует обращать внимание на величины напряжений, которые будут устанавливаться между коллектором и эмиттером, между базой и эмиттером, ток коллектора и температуру, устанавливающуюся на переходах транзистора. Следует также иметь в виду, что у большинства полупроводниковых приборов при повышении температуры снижается не только допустимая мощность рассеяния прибора, но и допустимые напряжения.

При выборе газоразрядных приборов следует обращать внимание на допустимые токи между соответствующими электродами.

Следует категорически избегать предельно допустимых режимов как для полупроводниковых, так и газоразрядных приборов. В противном случае скорость разрушения приборов непропорционально возрастает.

Часто приборы выходят из строя из-за перенапряжения, возникающего в индуктивной нагрузке за счет действия э. д. с. самоиндукции. В таких случаях следует прибор или нагрузку шунтировать обычными диодами, а в некоторых случаях — стабилитронами.

Надежность рассмотренных схем часто зависит от выполнений правил монтажа. Например, изгибы выводов, производимые около корпуса прибора, могут привести к появлению микротрещин в самом приборе, что в конечном итоге приведет к быстрому выходу прибора из строя. Казалось бы, что особого в отрезании лишнего конца вывода прибора? Однако в результате резкого откусывания конца вывода возникает механический удар, приводящий к порче тонких внутренних соединений. Поэтому как при пайке, так и при откусывании между точкой резки или пайки и телом прибора транзистора или газоразрядного прибора вывод следует придерживать плоскогубцами.

Крепить полупроводниковые и газоразрядные приборы можно только за корпус, иначе при вибрациях и тряске может нарушиться герметичность корпуса или произойти обрыв вывода.

При выполнении устройств на магнитных сердечниках существенную роль играет разбраковка тороидальных сердечников на годные и негодные. Последние в свою очередь разбраковывают на группы с идентичными параметрами.

Пригодность сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса определяется коэффициентом перепада ($K = U_{сигн} / U_{пом}$). Для устройств, в которых будут установлены сердечники, компенсирующие помехи, коэффициент перепада не следует принимать менее 10. Для устройств, в которых не предусматривается установка компенсационных сердечников и предназначенных для работы в сравнительно узком диапазоне температур ($+10 \div +40^\circ$ С), коэффициент $K$ следует выбирать не менее 15.

Тороидальные сердечники, разбракованные по коэффициенту перепада, разбивают на группы по амплитуде $U_{сигн}$ так, чтобы в каждой из групп указанные величины имели отклонение не более $\pm 5\%$.

Пригодные для использования сердечники после разбраковки необходимо окрасить масляной краской (каждую группу в свой цвет). Этим исключается возможность смешивания годных сердечников с негодными. Кроме того, краска закруглит острые углы и заусенцы, которые при намотке обмоток сердечников могли бы повредить изоляцию наматываемого провода.

Целесообразно в каждом отдельном устройстве применять сердечники только одной группы, что позволит значительно ускорить наладку схем.

То же самое относится и к оксиферовым сердечникам, применяемым в трансформаторах блокинг-генераторов и датчиков «1». Однако лучшими оксиферовыми сердечниками для указанных цепей считаются те, у которых величина коэффициента прямоугольности $p \ll 1$.

Тем, кто не работал с магнитными элементами, на первый взгляд может показаться, что самой трудоемкой работой является намотка сердечников малых диаметров. Однако в действительности это самая простая работа.

Для намотки сердечников надо взять обычную швейную иглу диаметром порядка 0,5—0,8 *мм* (в зависимости от внутреннего диаметра сердечника) и в ушко иголки вставить сразу столько проводов длиной 30—40 *см* каждый, сколько обмоток нужно намотать на сер-

дечнике. Далее с помощью иглы производят намотку. Как только число витков будет соответствовать требуемому числу витков наименьшей обмотки, один провод отрезают и снова продолжают намотку. У следующей обмотки провод отрезают на 3—4 *см* длиннее, чем у первой, и т. д. По длине оставленных концов различают номера соответствующих обмоток. На намотку сердечника в среднем требуется не более 5—10 *мин*.

Для намотки сердечников желательно применять провод марки ПЭВТЛ (провод эмалированный, высокопрочный, теплостойкий, лудящийся), для входных и выходных обмоток — диаметром 0,1 *мм*, а для тактовых — несколько большего диаметра.

Монтаж устройств рекомендуется производить на гетинаксовых или текстолитовых платах толщиной 2—3 *мм*. Для крепления деталей монтажных проводов и выводов от обмоток сердечников на плате в соответствующих местах в зависимости от размеров применяемых деталей просверливают отверстия, в которые затем забивают штифты из медного провода диаметром 0,8—1 *мм* и длиной 6—8 *мм*.

## ЛИТЕРАТУРА


1. Бакалинский В. П., Бугаенко В. П., Цимбал В. П., Схемы на приборах тлеющего разряда, изд-во «Энергия», 1968.

2. Балашов Е. П., Проектирование магнитных элементов и устройств электронных вычислительных машин, изд-во «Высшая школа», 1966.

3. Будинский Я., Транзисторные переключающие схемы. Перевод с чешского, под редакцией В. А. Гринкевича и З. С. Кохановой, изд-во «Связь», 1965.

4. Гальперин Е. И., Сулицкий Ю. Н., Полупроводниковые логические переключающие схемы, изд-во «Советское радио», 1960.

5. Гиршберг В. В., Доманицкий С. М., Кутлер Н. П., Петрухин В. П., Прангишвили И. В. и Ходнев В. В., Единая серия полупроводниковых логических и функциональных элементов, изд-во «Энергия», 1966.

6. Демин Э. А, Чиненков Л. А., Магнитные коммутационные элементы радиоэлектроники, изд-во «Машиностроение», 1966.

7. Дроздов Е. А., Пятибратов А. П., Автоматическое преобразование и кодирование информации, изд-во «Советское радио», 1964.

8. Еркин А. М., Лампы с холодным катодом, изд-во «Энергия», 1967.

9. Ионов И. П., Магнитные элементы дискретного действия, изд-во «Высшая школа», 1968.

10. Каминский Ю. Д., Комеда Э. И., Индикаторные и регистрирующие устройства для систем автоматического контроля, изд-во «Энергия», 1967.

11. Кузнецова Р., Новые транзисторы, «Радио», 1969, № 7.

12. Лабутин В. К., Транзисторы, изд-во «Энергия», 1967.

13. Лабутин В. К., Полупроводниковые диоды, изд-во «Энергия», 1967.

14. Липман Р. А., Магнитные накопительные счетчики, изд-во «Энергия», 1967.

15. Лугвин В. Г., Элементы современной низкочастотной электроники, изд-во «Энергия», 1964.

16. Мартынов Е. М., Электронные устройства дискретного действия, изд-во «Энергия», 1969.

17. Мочалов В. Д., Магнитные интегрирующие схемы вычислительной техники и автоматики, изд-во «Энергия», 1968.

18. Магнитные элементы цифровой техники. Под редакцией А. Мейергофа. Перевод с английского под редакцией М. А. Розенблата и Л. П. Крайзмера, изд-во «Энергия», 1964.

19. Николаевский И. Ф., Эксплуатационные параметры и особенности применения транзисторов, Связьиздат, 1963.

20. Нил Д. М., Конструирование аппаратуры на ионных приборах с холодным катодом, изд-во «Энергия», 1968.

21. Овечкин Ю., Савченко А., Смирнов Н., Рекомендации по применению полупроводниковых приборов, изд-во ДОСААФ, 1966.

22. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. Под общей редакцией М. Д. Штерк, изд-во «Советское радио», 1964.

23. Ройтман М. Р., Вайсбурд А. Г., Орлов В. И., Фефелов Н. П., Крамнюк А. И., Ваталин Е. С., Электронные модули систем автоконтроля. Автоматический контроль и методы электрических измерений (Труды VI конференции), т. II, изд-во «Наука», Сибирское отделение, 1965.

24. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд-во «Энергия», 1967.

25. Севумян Ю. Р., Логические элементы на тиратронах тлеющего разряда, изд-во «Энергия», 1968.

26. Турченков В. И., Бесконтактный ключ на полупроводниковых элементах для маломощных цепей переменного тока, «Приборостроение», 1962, № 7.

27. Фогельсон Б. А., Газоразрядные приборы, Воениздат, 1963.

28. Элементы автоматических систем контроля. Под редакцией П. И. Кузнецова, изд-во «Энергия», 1967.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 49 коп.

